

Drehzahlsensor nach dem Wirbelstromprinzip für Servoantriebe

Von der gemeinsamen Fakultät für
Maschinenbau und Elektrotechnik
der Technischen Universität Carolo-Wilhelmina
zu Braunschweig

zur Erlangung der Würde eines
Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)
genehmigte

D i s s e r t a t i o n

von

Jan Reimer

aus Osterrönfeld

Eingereicht am:	15.01.2002
Mündliche Prüfung am:	17.10.2002
Berichterstatter:	Prof. Dr. Ing. W. Schumacher Prof. Dr. Ing. W.-R. Canders

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit für die Firma Metronix Messgeräte und Elektronik GmbH in Braunschweig, einem Tochterunternehmen der Firma Cooper Tools. Eingegangen sind Erkenntnisse aus verschiedenen Entwicklungen im Bereich der elektrischen Servoantriebstechnik und der Drehgeberauswertung, die ich in den letzten Jahren sammelte.

Mein Dank gilt zunächst meinen beiden Berichterstattem an der Technischen Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig:

Herrn Prof. Dr. Ing. W. Schumacher, der Leiter des Instituts für Regelungstechnik, hat besonders durch die interessanten Diskussionen und Ideen zu Beginn der Arbeit zur Themenfindung beigetragen.

Herr Prof. Dr. Ing. W.-R. Canders, der Leiter des Instituts für Elektrische Maschinen, Antriebe und Bahnen, hat mich, ebenso wie Herr Prof. Dr. Ing. W. Schumacher, im Verlauf der Arbeit stetig und wohlwollend gefördert.

Herr Dr. Ing. H. Mosebach vom gleichen Institut hat mir in vielen Fragen durch wertvolle Literaturhinweise und eigene Vorschläge weitergeholfen.

Dem Geschäftsführer der Firma Cooper Tools in Europa, Herrn Heiner Pfuhl danke ich ebenso, wie Herrn Dr. R. Karmann (gest.), dem ehemaligen Geschäftsführer der Firma Metronix. Sie stellten mir sowohl das Budget zur Anfertigung der Prototypen als auch die Messmittel und die Infrastruktur des Unternehmens zur Verfügung.

Für die zahlreichen fachlichen Diskussionen mit meinen Arbeitskollegen möchte ich stellvertretend Herrn Thomas Wiese und Herrn Per Ulrich danken. Meiner Schwägerin Birgit Griebel danke ich für die Durchsicht des Manuskriptes.

Besonders herzlich danke ich meiner Frau Heike für ihre Geduld und Ihr Verständnis, das sie mir während der Anfertigung der Arbeit entgegenbrachte.

Inhaltsverzeichnis

Verzeichnis der Abbildungen	6
Verzeichnis der Tabellen	9
Verzeichnis der Formelzeichen und Abkürzungen	10
1 Einleitung	13
2 Drehgeber für Servoantriebe	17
2.1 Servoantrieb mit Synchronmotor	17
2.2 Anforderungen an die Drehgeber	21
2.3 Drehzahlerfassung mit Winkelgebern	22
2.3.1 Berechnung der Drehzahlaufösung	22
2.3.2 Einfluss der Fehler des Winkelgebers	24
2.3.3 Resolver	28
2.3.4 Inkrementalgeber	32
2.4 Drehzahlerfassung mit Beschleunigungssensoren	37
2.4.1 Drehzahlaufösung und Fehler	37
2.4.2 Beschleunigungssensor nach dem Ferrarisprinzip	39
2.5 Direkte Messung der Drehzahl	40
2.6 Drehgeber im Vergleich	42
3 Drehzahlerfassung über den elektrodynamischen Messeffekt	45
3.1 Der Unipolargenerator	46
3.2 Wirbelstromsensoren mit Gleichfelderregung	47
3.3 Wirbelstromsensoren mit Wechselfelderregung	50
3.4 Wirbelstromsensoren für hohe Erregerfrequenzen	54
4 Berechnung des Wirbelstromsensors	57
4.1 Grundlagen	57
4.2 Randbedingungen	59
4.2.1 Das mechanische Modell	59
4.2.2 Der Statorstrombelag	61
4.3 Lösung der Wellengleichung	65
4.3.1 Der Luftspaltbereich	66
4.3.2 Die Skingleichung für den Rotorbereich	66
4.3.3 Anpassung an die physikalischen Randbedingungen	69
4.4 Bestimmung wichtiger Sensordaten	71
4.4.1 Magnetische Flussdichte im Luftspalt	72
4.4.2 Magnetische Flussdichte und Stromdichte im Rotor	74
4.4.3 Verlustleistung und Bremskraft im Rotor	78

4.4.4	Induzierte Spannung in der Messwicklung	82
4.4.5	Drehzahlkennlinie / Linearitätsfehler	86
4.4.6	Frequenz- und Phasengang des Sensors	92
4.5	Berücksichtigung der axialen Länge	95
4.5.1	Einfluss der Wickelköpfe auf die aktive Sensorlänge	96
4.5.2	Die elektrische Leitfähigkeit des Rotors	97
4.5.3	Einfluss des Erregerstroms in den Wickelköpfen	98
4.6	Sensorbeschreibung mittels Ersatzschaltbild	100
4.6.1	Bestimmung der Impedanzen der Wicklungen	100
4.6.2	Das Vierwicklungsmodell der Asynchronmaschine	102
5	Ausführung der Prototypen	104
5.1	Mechanischer Aufbau	104
5.2	Technische Daten	106
5.3	Ersatzschaltbild und externe Beschaltung	108
5.4	Testaufbau mit Synchronmotor und Servoregler	110
6	Messergebnisse	112
6.1	Drehzahlkennlinie / Linearitätsfehler	112
6.1.1	Messanordnung	112
6.1.2	Drehzahlkennlinie	113
6.1.3	Einfluss des Rotordurchmessers	116
6.2	Frequenz- und Phasengang des Sensors	117
6.2.1	Messanordnung	117
6.2.2	Variation der Erregerfrequenz	118
6.2.3	Sprungantwort zur Ermittlung der Rotorzeitkonstanten	120
6.3	Betrieb im geschlossenen Regelkreis	122
6.3.1	Auswerteelektronik für den digitalen Servoantriebsregler	122
6.3.2	Einbindung des Gebersignals in die Antriebsregelung	129
6.3.3	Bandbreite der Signalerfassung und Drehzahlauflösung	132
6.3.4	Verbesserung des Betriebsverhaltens eines Servoantriebs mit Resolver	133
6.3.5	Vergleichsmessung mit einem hochauflösenden Inkrementalgeber bei niedrigen Drehzahlen	137
7	Fehlereinflüsse	141
7.1	Mechanische Toleranzen, Montagefehler	141
7.2	Temperaturabhängigkeit der Ausgangsspannung	143
7.3	Einkopplung von Störungen in den Sensor und in die Auswerteelektronik	145
8	Zusammenfassung	148
	Literaturverzeichnis	150

Verzeichnis der Abbildungen

Abb. 1-1:	Umsatzentwicklung für elektrische Antriebe 1995 bis 2000 [ZVEI-01]	13
Abb. 2-1:	Blockschaltbild eines Servoantriebs mit PM-Synchronmaschine	17
Abb. 2-2:	Maschinenmodell der PM-Synchronmaschine in Rotorkoordinaten	19
Abb. 2-3:	Regelung der PM-Synchronmaschine in Rotorkoordinaten.....	20
Abb. 2-4:	Drehzahlquantisierung in Abhängigkeit der Auflösung ($n = 2^z$) des Winkelgebers für die Abtastzeiten $T_{AB} = 1000\mu s, 500\mu s, 200\mu s, 100\mu s$	23
Abb. 2-5:	Winkelgebersignale in kartesischen Koordinaten, SINCOS-Signale	25
Abb. 2-6:	Ersatzschaltbild und Ausgangssignale des Resolvers	28
Abb. 2-7:	Winkelfehlerkurven typischer Resolver	29
Abb. 2-8:	Resolverauswertung – Nachlaufverfahren	29
Abb. 2-9:	Resolverauswertung - Direktabtastung (mit Synchrongleichrichtung)	30
Abb. 2-10:	Signalform analoger und digitaler Signale des Inkrementalgebers.....	32
Abb. 2-11:	Ausführung magnetischer Inkrementalgeber	33
Abb. 2-12:	Signalgewinnung in optischen Inkrementalgebern, Quelle [DRE-00]	34
Abb. 2-13:	Auswertung analoger Inkrementalgebersignale	35
Abb. 2-14:	Winkelfehlerkurve eines Sinus-Inkrementalgebers vom Typ Stegmann SNS50 - $\varepsilon_{St} \approx \pm 0,02^\circ$ mechanisch	36
Abb. 2-15:	Beobachtermodell – Drehzahlerfassung mit Beschleunigungssensor	38
Abb. 2-16:	Drehbeschleunigungssensor nach dem Ferrarisprinzip	39
Abb. 2-17:	Wechselstrom-Tachogenerator mit Rotorlagegeber.....	41
Abb. 2-18:	Drehzahlbereich und Kosten der Drehgeber für Servoantriebe.....	44
Abb. 3-1:	a) Prinzip-Skizze, b) technische Ausführung d. Unipolargenerators.....	46
Abb. 3-2:	a) Scheibenförmige Wirbelstrombremse, b) Verlauf der Wirbelströme in der Scheibe, c) Wirbelstromsdrehzahlmesser	47
Abb. 3-3:	Magnetische Flussdichte im Luftspalt der Wirbelstrombremse	48
Abb. 3-4:	a) Modell für Wirbelstromdrehzahlsensor mit Wechselfelderregung, b) Stromdichteverteilung aufgrund der Wechselfelderregung, c) Stromdichteverteilung aufgrund der Bewegung mit v_x	50
Abb. 3-5:	Ausführung des Wirbelstromgebers mit Wechselfelderregung.....	52
Abb. 4-1:	Querschnitt durch den Sensor	59
Abb. 4-2:	Vereinfachtes Sensormodell mit Strombelag	62
Abb. 4-3:	Strombelagverteilung - Fourierzerlegung.....	63
Abb. 4-4:	Zugehörige Simulation der Strombelagverteilung: $A_{id}(x)$: Idealkurve; $Az_1_9(x)$: $v = \pm 1 \dots \pm 9$; $Az_1_27(x)$: $v = \pm 1 \dots \pm 27$; Einzelwellen $v = \pm 1, \pm 3, \pm 5$	64

Abb. 4-5:	Verlauf der magnetischen Flussdichte im Luftspalt, ω_{mech} variiert	72
Abb. 4-6:	Verlauf der magnetischen Flussdichte im Luftspalt, $\mu_r \rightarrow \infty$, $\sigma \rightarrow 0$	73
Abb. 4-7:	Verlauf des Vektorpotentials im Rotor, ω variiert.....	74
Abb. 4-8:	Verlauf der magnetischen Flussdichte im Rotor, ω_m variiert.....	75
Abb. 4-9:	Stromdichte innerhalb des Rotors in Abhängigkeit des Abstands von der Rotoroberfläche y	76
Abb. 4-10:	Stromdichte im Rotor bei verschiedenen Winkelgeschwindigkeiten.....	77
Abb. 4-11:	Stromdichte \underline{J}^N im Rotor bei verschiedenen Erregerfrequenzen	78
Abb. 4-12:	Verlustleistung im Rotor in Abhängigkeit der Erregerfrequenz.....	79
Abb. 4-13:	Bremsmoment des Rotors in Abhängigkeit der Drehzahl für verschiedene Erregerfrequenzen.....	80
Abb. 4-14:	Drehzahlkennlinie des Wirbelstromdrehzahlsensors	86
Abb. 4-15:	Drehzahlkennlinie bei verschiedenen Erregerfrequenzen.....	88
Abb. 4-16:	Normierte differentielle Empfindlichkeit des Sensors im Drehzahlbereich bis 500 Hz (30 000 $1/\text{min}$) für verschiedene Trägerfrequenzen.....	90
Abb. 4-17:	Ausgangsspannung in Abhängigkeit des Luftspaltes δ'	91
Abb. 4-18:	Amplitudengang des Wirbelstromdrehzahlsensors	92
Abb. 4-19:	Amplitudenverlauf $ R_1(\omega_e) $ in Abhängigkeit der Erregerfrequenz	94
Abb. 4-20:	Aufbau der Statorwicklungen.....	96
Abb. 4-21:	Wirbelstrombahnen im Rotor	97
Abb. 4-22:	Darstellung der Nutstreureaktanz – Hauptabmessungen der Nuten	100
Abb. 4-23:	Vierwicklungsmodell der Asynchronmaschine (2-polig)	102
Abb. 5-1:	Aufbau des Stators für den Wirbelstromdrehzahlsensor	104
Abb. 5-2:	Darstellung der Sensorbauteile	105
Abb. 5-3:	Einfaches Ersatzschaltbild mit Beschaltung.....	108
Abb. 5-4:	Ausgangsspannung des WS-Sensors Prototyp II bei $n = 20000 \text{ } 1/\text{min}$	109
Abb. 5-5:	Testmotor mit Resolver, Wirbelstromdrehzahlsensor und zusätzlich montiertem Referenzgeber (Stegmann SNS50)	110
Abb. 5-6:	Versuchsaufbau zur Ermittlung der Sensordaten.....	111
Abb. 6-1:	Auswerteelektronik zur Bestimmung der Drehzahlkennlinie.....	112
Abb. 6-2:	Drehzahlkennlinie des Prototyp I im Drehzahlbereich $n = \pm 20000 \text{ } 1/\text{min}$	113
Abb. 6-3:	Empfindlichkeit des Prototyp I im Drehzahlbereich $n = \pm 20000 \text{ } 1/\text{min}$	115
Abb. 6-4:	Linearitätsfehler des Prototyp I im Drehzahlbereich $n = \pm 20000 \text{ } 1/\text{min}$	115
Abb. 6-5:	Ausgangsspannung des Prototyp II mit ALU-Rotor i.A. des Luftspaltes ..	116
Abb. 6-6:	Versuchsaufbau zur Bestimmung des Frequenz- und Phasengangs.....	117
Abb. 6-7:	Bodediagramm des Prototyp II für verschiedene Rotorausführungen	119
Abb. 6-8:	Bodediagramm des Prototyp II, Rotor aus ALU, Durchmesser variiert. Betragsverlauf in Abhängigkeit der Erregerfrequenz	120

Abb. 6-9: Vergleich der Sprungantworten der Elektronik mit und ohne Sensor zur Ermittlung der elektrischen Zeitkonstanten T_R des Rotors.....	121
Abb. 6-10: Blockschaltbild der Auswerteelektronik für den digitalen Servoantriebsregler ARS-310/5	123
Abb. 6-11: Die Gebersignale und das Abtast-Timing für die Signalauswertung.....	125
Abb. 6-12: Betragsverlauf ADU-sinc5-Filter ohne / mit Mittelwert über $4 \cdot T_{AB,M}$	127
Abb. 6-13: Normierte Sprungantwort Eingang \rightarrow Ausgang der Signalerfassung.....	128
Abb. 6-14: Auswerteelektronik für den Wirbelstromdrehzahlsensor	128
Abb. 6-15: Blockschaltbild für die Drehzahlregelung mit ARS – Drehzahlwert vom Wirbelstromdrehzahlsensor optional zuschaltbar	129
Abb. 6-16: Filter 1. Ordnung zur Verknüpfung der Drehzahlwerte vom Winkelgeber und vom Wirbelstromdrehzahlsensor	131
Abb. 6-17: Sprungantworten der Signalerfassung WS-Sensor und Resolver	132
Abb. 6-18: Blockschaltbild des geschlossenen Drehzahlregelkreises	134
Abb. 6-19: Verbesserung des Rundlaufs, Drehzahlregelung bei $n = 2250 \text{ }^1/\text{min}$	136
Abb. 6-20: Verbesserung des Rundlaufs, Drehzahlregelung bei $n = 300 \text{ }^1/\text{min}$	136
Abb. 6-21: Beschleunigungsvorgang auf $n \approx 500 \text{ }^1/\text{min}$ zur Bewertung der Bandbreite der Drehzahlerfassung; Parameter: $V_{p,n} = 15$, $T_{i,n} = 3,0 \text{ ms}$	138
Abb. 6-22: Regelung über SINCOS-Geber – Istdrehzahl bei $n = 3000 \text{ }^1/\text{min}$	138
Abb. 6-23: Drehzahlaufösung und Rundlauf bei $n = 1 \text{ }^1/\text{min}$; Drehzahlregelung auf WS-Sensor; 1 Kästchen == $1,25 \text{ }^1/\text{min}$	139
Abb. 6-24: Regelung über SINCOS-Geber – Istdrehzahl bei $n = 6 \text{ }^1/\text{min}$	140
Abb. 7-1: Temperaturabhängigkeit der Ausgangsspannung des Prototyps II mit Rotor aus Messing bei $n = 5000 \text{ }^1/\text{min}$, Messung und Rechnung	145
Abb. 7-2: Prinzipdarstellung der Filtercharakteristik des Synchrongleichrichters	147

Verzeichnis der Tabellen

Tab. 2-1:	Einfluss von Offset-, Amplituden- und Phasenfehlern der SINCOS-Gebersignale auf den Winkelfehler ε_{St}	26
Tab. 2-2:	Einfluss der 3., 5., 7. und 9. Harmonischen der SINCOS-Gebersignale auf den Winkelfehler ε_{St}	27
Tab. 2-3:	Typische technische Daten der Drehgeber für Servoantriebe im Vergleich	43
Tab. 4-1:	Materialeigenschaften in den drei Modellbereichen	60
Tab. 4-2:	Bemaßung des Modells	60
Tab. 4-3:	Daten der Wicklung	62
Tab. 4-4:	Übergangsbedingungen an der Bereichsgrenze Rotor - Luftspalt	69
Tab. 4-5:	Übergangsbedingung an der Bereichsgrenze Luftspalt - Stator	69
Tab. 4-6:	Grunddaten für die Bestimmung der Eigenschaften des Sensors	71
Tab. 5-1:	Technische Daten der verwendeten Varianten des Rotors	105
Tab. 5-2:	Technische Eckdaten der Prototypen I und II	106
Tab. 5-3:	Verlustleistungen der Prototypen I und II	107
Tab. 6-1:	Bandbreite des Sensors – Vergleich von Rechnung und Messung	118
Tab. 6-2:	Technische Daten des ADU „ADS1252“	126
Tab. 6-3:	Eckdaten der Signalerfassung für den Wirbelstromdrehzahlsensor	127
Tab. 6-4:	Rohdaten für die Drehzahlregelung nach Mittelwertbildung über $T_{AB,I}$	129
Tab. 6-5:	Kombinationen für die Geberrückführung	130
Tab. 6-6:	Drehzahlmessbereich und Auflösung des Prototyp II, Rotor aus MS	133
Tab. 6-7:	Daten der Resolverauswertung des ARS mit RDC12	133
Tab. 6-8:	Zeitkonstanten und Regelparameter in der Drehzahlregelung $D_g \approx 0,5$...	134
Tab. 6-9:	Daten der SINCOS-Geberauswertung des ARS	137
Tab. 7-1:	Bestimmung der Temperaturabhängigkeit für den Sensor Prototyp II	144

Verzeichnis der Formelzeichen und Abkürzungen

Allgemeines:

$x(t)$	zeitabhängige Größe	d	Differential
X	Laplacetransformierte Größe	∂	partielle Differentiation
\hat{x}	Scheitelwerte	Δ	Differenzwert
\vec{x}, \vec{X}	Vektoren	$d()/dt$	Ableitung nach der Zeit
\underline{X}	Phasoren (komplex)	j	komplexe Zahl $\sqrt{-1}$

Symbole (lateinisch):

A	Strombelag , Fläche	M	Drehmoment
A_L	Induktivität (A_L -Wert)	M_z	Zahnmodul
a	Abstand, Wellenausbr.-Zahl	m	m-te Signalperiode
B	magnetische Flussdichte	m_0	Anzahl der Signalperioden
b_N	Breite der Nuten	N	Windungszahl, Anzahl Drähte
C	Kapazität	n	Drehzahl, Inkremente / Umdr.
$\underline{C}, \underline{D}$	Komplexe Konstanten	P	Verlustleistung (Rotor)
D	Verschiebungsflussdichte	\underline{P}	komplexe Ergebnisfunktion
d	Durchmesser	p_0	Polpaarzahl
E	elektrische Feldstärke	q_{CU}	Querschnitt des Kupferleiters
F	Kraft	R	elektrischer Widerstand
$F(j\omega)$	Übertragungsfunktion	\underline{R}	kompl. Reynoldsfunktion
f_{lin}	Linearitätsfehler	r	Radius, magn. Reynoldszahl
g	Kennliniensteigung	s	Weg, Schlupf
H	magnetische Feldstärke	T	Zeitkonstante, Temperatur
$Hg(z)$	Übertragungsfunktion (z-Ber.)	t	Zeit
h_N	Höhe der Nuten	U, u	Spannung
I	Strom	\ddot{u}	Übersetzungsverhältnis
i	Strom, Zähindex	V	Vektorpotential
J	Stromdichte	v	Geschwindigkeit
k	allgemeine Konstante	W_m	magnetische Energie
L	Induktivität	x, y, z	kartesische Koordinaten
l_e	Eisenlänge	Z	Impedanz
		z	Zweierpotenz, 2^z Schritte

Symbole (griechisch):

α	Winkelbeschleunigung Wellenausbreitungszahl	μ_0	magnetische Feldkonstante
α_R	Temperaturkoeffizient R	μ_r	Permeabilitätszahl
β	Wellenausbreitungszahl $\alpha/ a $	ν	Wellenordnungszahl
δ	Breite des Luftspaltes	ρ	elektrische Raumladungen
δ_{SK}	Skin-Eindringtiefe	σ	elektrische Leitfähigkeit
ε	Pollagewinkel / Drehwinkel	τ_p	Polteilung des Sensors
ε_0	elektrische Feldkonstante	ω	Winkelgeschwindigkeit, Frequenz des Erregerstroms
ε_r	Dielektrizitätszahl	$\bar{\omega}$	mittlere Winkelgeschw.
Φ	magnetischer Fluss	ω_{mech}	Winkelgeschw., mechanisch
φ	Phasenwinkel	ω_m	Winkelgeschw., mechanisch

Indizes (lateinisch):

$I, 2, 3$	Dreiphasensystem	m	m-te Signalperiode
0	Konstante / Basiskomponente	max	Maximalwerte
A, a	Ausgangsgröße, außen (Maße), axial, Antriebs-(Moment)	$mech$	mechanische Größe
AB	Abtast-(Zeit)	n	Normalkomponente
a, b	Vektor im Ständersystem	Off	Offset
B	Blech-(Dicke)	p	Polabmessungen, primärseitig
$beob$	Beobachtersystem	R, r	Rotor (Maße), Reluktanz
d, q	Vektor in Rotorkoordinaten	res	resultierend, Resonanz
err	Erreger-(Strom, Feld)	S, s	Stator (Maße), sekundärseitig
ers	Ersatz-(Zeitkonstante)	$soll$	Sollwerte
$Filt$	gefilterte Größe	st	Stör- oder Fehlerfunktion
$g, mess$	gemessene Größe	sym	symmetrisch
Ges	gesamt	T	tangential, Tachometer
Gr	Grenz-(Frequenz)	Tr	Träger-(Frequenz)
H	Haupt-(Induktivität)	U, V, W	Dreiphasensystem
I, i	innen (Bemaßung)	v	geschwindigkeitsabhängig
ind	induziert	W	Welle (Maße), Wicklung
k	Wickelkopf	w	Wirbel-(Ströme)
L	Last-(Moment)	x, y, z	kartes. Vektorkomponenten
MK	mechanische (Zeitkonstante)	I, II, III	Bereiche des Sensors

Indizes (griechisch):

λ	Ordnungszahl für Wellenpaar
ν	Wellenordnungszahl
σ	Streuung

Abkürzungen:

ADU	Analog Digital Umsetzer
$\Sigma\Delta$ -ADU	Sigma-Delta Analog Digital Umsetzer
ARS-310/5	Typenbezeichnung der Firma Metronix: An-Reih-Servo mit $U_{ZK} = 310V$ und $I_{nenn} = 5 A_{eff}$
CAN	Control Area Network (Feldbus-Schnittstelle)
CPLD	Complex Programmable Logic Device
DPR	Dual Ported RAM
DSP	Digitaler Signal Prozessor
IGBT	Isolated Gate Bipolar Transistor
JTAG	genormte serielle Datenschnittstelle für die Programmierung komplexer Elektronikbauteile
LVDT	Linear Voltage Differential Transformer (Differentialtransformator zur Wegbestimmung)
PALASM	Assembler-Sprache zur Programmierung des CPLDs
PI-Regler	Proportional Integral Regler
PLL	Phase Locked Loop (Schaltkreis zur Synchronisation zweier Takte)
PM	Permanenterregt(e)
RDC	Resolver Digital Converter
SINCOS-Geber	Inkrementalgeber mit analogen Spursignalen (Sinus und Kosinus)
SPS	Speicher programmierbare Steuerungen
SSI	Synchron Serielles Interface
WS-Sensor	Wirbelstromdrehzahlsensor

1 Einleitung

In Deutschland ist der Markt für geregelte elektrische Antriebe in den letzten sechs Jahren kontinuierlich und überdurchschnittlich gewachsen, wie Abb. 1-1 zeigt. Auch für die Zukunft wird ein weiteres stetiges Wachstum prognostiziert.

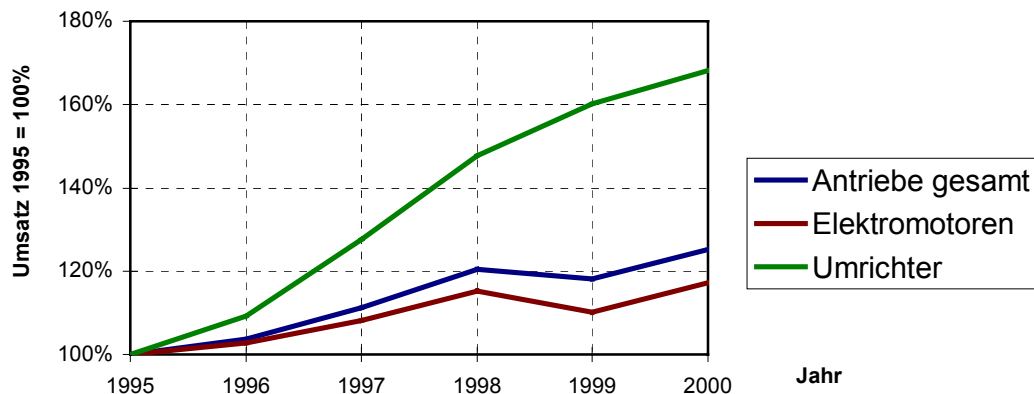


Abb. 1-1: Umsatzentwicklung für elektrische Antriebe 1995 bis 2000 [ZVEI-01]

In einfachen Anwendungen werden heute Asynchronmaschinen eingesetzt, die über Frequenzumrichter in der Drehzahl gesteuert werden. Diese Antriebe arbeiten überwiegend ohne Sensorik zur Positions- oder Drehzahlerfassung.

Viele Anwendungen in der Automatisierungstechnik erfordern jedoch die Steuerung hochdynamischer und präziser Bewegungsabläufe. Typische Applikationen hierfür finden sich in Werkzeugmaschinen, Industrierobotern, in Holzverarbeitenden Maschinen, in Pressen sowie in der Schraubtechnik. Diese Anwendungen sind häufig dadurch gekennzeichnet, dass in einem gegebenen Arbeitszyklus kurze Phasen extrem hoher Belastung auftreten. Aufgrund ihres hohen Wirkungsgrades und der exzellenten Überlastbarkeit werden hierfür seit den 80er Jahren permanenterregte Synchronmaschinen mit den dazugehörigen Servoreglern eingesetzt. Die S1-Leistungen dieser Antriebe liegen im Bereich von $P_{Nenn} = 50 \text{ W} \dots 50 \text{ kW}$, die Spitzenleistungen liegen um den Faktor drei bis vier höher.

Wesentliche Veränderungen erfuhr diese Servoantriebstechnik in den 90er Jahren durch den Einsatz leistungsfähiger Mikrocontroller. Die analoge Schaltungstechnik im Steuerteil wurde durch die vollständig digitale Regelung

verdrängt. Die Integration der Lageregelung, der Positioniersteuerung sowie weiterer Regelfunktionen und SPS-Funktionalitäten in den Steuerteil des Antriebsreglers war die logische Konsequenz. Diese zunehmende Funktionsintegration wird sich auch in den folgenden Jahren fortsetzen, es sind aber auch neue Anwendungstrends zu beobachten:

- Sicherheitskritische Anwendungen, die eine robuste Sensorik für die Erfassung der Bewegungsvorgänge erfordern. Die Steuerungstechnik und die Sensorik muss teilweise redundant ausgeführt sein. Anhand zusätzlich gemessener Zustandsgrößen, wie der Klemmenspannung und des Motorstroms werden im Servoantrieb Plausibilitätsüberprüfungen durchgeführt.
- Der Ersatz von Lösungen mit Schrittmotoren oder Gleichstrommotoren im unteren Leistungsbereich mit $P_{Nenn} < 100\text{W}$ durch preiswerte Servoantriebe mit Synchronmotoren, die eine höhere Bewegungsdynamik erlauben.
- Der zunehmende Einsatz von Direktantrieben: Mit translatorischen und rotatorischen Direktantrieben lassen sich sehr steife, nahezu spielfreie und dynamische Antriebe realisieren. Diese Antriebe erfordern sehr große Spitzenleistungen und präziseste Sensorik für die Erfassung der Zustandsgrößen Winkel, Geschwindigkeit und Beschleunigung [PRI-98].
- Anwendungen mit höchsten Drehzahlen: Bei gegebenem Bauvolumen des Motors ist die größte Steigerung der Leistung des Antriebs über höhere Drehzahlen zu erreichen. Applikationen, wie Bohrer und Elektroschrauber erfordern hochdynamische Antriebe mit Drehzahlen von bis zu $100\,000\text{ }1/\text{min}$. Auch hier ergeben sich besondere Anforderungen an die Sensorik.

In vielen neuen Anwendungen ist die präzise und verzögerungsfreie Erfassung der Bewegungsgrößen von größter Bedeutung für die Qualität des Antriebs. Die bisher verwendeten Drehgeber, wie Inkrementalgeber oder Resolver, sind entweder präzise oder robust. Sie erfüllen nicht alle Anforderungen vollständig. Ein wesentlicher Nachteil dieser Geber ist, dass die Drehzahlinformation nur durch Differenzieren der gemessenen Winkelwerte zu gewinnen ist. Dieses Verfahren liefert einen grob aufgelösten Drehzahlistwert. Die Winkelfehler des Gebers wirken sich bei hohen Drehzahlen sehr störend im Drehzahlsignal aus.

Ziel der vorliegenden Arbeit ist es daher, einen präzisen und zugleich robusten Sensor für die direkte Erfassung der Drehzahl in Servoantrieben zu entwickeln. Insbesondere das Betriebsverhalten von Antrieben, die mit dem robusten aber ungenauen Resolver ausgestattet sind, soll im Hinblick auf den möglichen Drehzahlbereich und im Hinblick auf das Rundlaufverhalten verbessert werden.

Aus der Vielzahl der möglichen Verfahren zur Drehzahlerfassung, eine Übersicht findet sich z.B. in [TRE-71a], erscheint das Wirbelstromprinzip zur Lösung der Aufgabenstellung besonders geeignet. Wirbelstromsensoren, beispielsweise ausgeführt als induktive Näherungsschalter, sind sehr unempfindlich gegenüber Schmutz. Die Messung erfolgt berührungslos, eine wichtige Voraussetzung für die Messung hoher Drehzahlen.

Wirbelstromdrehzahlsensoren mit dem Aufbau eines zweiphasigen Ferrarismotors wurden bereits 1941 erstmalig für die Drehzahlmessung in Antrieben verwendet. Sie sind präziser, als die bekannten bürstenbehafteten und bürstenlosen Tachogeneratoren, deren Ausgangssignal prinzipiell eine Restwelligkeit aufweist. Ein Nachteil der Wirbelstromdrehzahlsensoren ist deren große Rotorzeitkonstante, so dass die Messung schneller Bewegungsvorgänge, wie sie in Servoantrieben auftreten, nicht möglich ist.

Dieser Arbeit liegt die Idee zugrunde, die Rotorzeitkonstante der Wirbelstromdrehzahlsensoren durch den Verzicht auf einen magnetischen Rückschluss im Rotor und einen geänderten konstruktiven Aufbau des Stators nachhaltig zu reduzieren, so dass sich der Sensor auch für die dynamische Messung der Drehzahl in Servoantrieben eignet. Die Speisung des Sensors mit Wechselströmen im Bereich von 10 kHz erlaubt die einfache Kombination mit einem Resolver für die Erfassung der Rotorposition. Die neuartigen Merkmale dieses Wirbelstromdrehzahlsensors wurden zum Patent angemeldet.

Im Kapitel 2 dieser Arbeit werden zunächst die Drehgeber, die bislang in Servoantrieben eingesetzt werden, vorgestellt. Die wesentlichen Anforderungen an die Drehgeber werden ausgehend von der Antriebsregelung formuliert. Der Schwerpunkt liegt dabei auf der Qualität der Drehzahlerfassung. Die vergleichende Darstellung zeigt, dass es Raum für zusätzliche Lösungen gibt.

Das Wirbelstromprinzip kann vorteilhaft für die direkte Drehzahlerfassung mit hoher Auflösung genutzt werden, wie Kapitel 3 zeigt. Erste Auslegungskriterien für den Sensor werden erarbeitet.

Ausgehend von den Maxwellschen Gleichungen erfolgt die analytische Berechnung des Wirbelstromsensors in Kapitel 4. Die Aufgabenstellung wird dabei auf ein zweidimensionales Feldproblem reduziert. Die Berechnung berücksichtigt den Skin-Effekt im Rotor sowie die räumliche und zeitliche Verteilung der Grund- und Oberwellen des Erregerfeldes. Die wesentlichen Sensordaten werden analytisch bestimmt. Die Berechnung führt auch zu allgemeinen Auslegungskriterien für die Optimierung des Sensors.

Kapitel 5 enthält eine Zusammenstellung der technischen Daten des Prototyps.

Der Vergleich zwischen den berechneten und den am Prototypen gemessenen Sensordaten erfolgt in Kapitel 6. Es zeigt sich, dass das Signal des Wirbelstromdrehzahlsensors auf einfache Weise in die Regelstrukturen eines digitalen Servoantriebs eingebunden werden kann. Vergleichende Messungen an einem Servoantrieb mit Resolver und an einem Antrieb mit einem hochauflösenden Inkrementalgeber schließen das Kapitel ab.

In Kapitel 7 schließlich werden die wesentlichen Fehlereinflüsse, die zu einer Verfälschung der Messwerte führen können, vorgestellt und Maßnahmen zur Verringerung bzw. zur Vermeidung derselben festgelegt.

Die Arbeit beschränkt sich bewußt auf die Sensorik zur Bewegungserfassung. Die Betrachtung weiterer wesentlicher Einflussgrößen für die Qualität des Antriebs ist Gegenstand anderer Forschungsarbeiten. Dazu gehören zum Beispiel Untersuchungen über die optimale Gestaltung der Regelalgorithmen, die Optimierung der Schaltfrequenz und der Pulsmuster für die Leistungs- endstufe, die Optimierung der Erfassung der Motorströme sowie die Auslegung des Motors mit dem Magnetsystem und der Wicklung. Die Beschränkung auf rotatorische Systeme ist möglich, weil die vorgestellten Sensoren durch konstruktive Änderungen auf translatorische Antriebe übertragbar sind.

2 Drehgeber für Servoantriebe

2.1 Servoantrieb mit Synchronmotor

Abb. 2-1 zeigt den typischen Aufbau eines Servoantriebs mit Synchronmotor. Die Energiezufuhr in den Spannungszwischenkreis erfolgt über entsprechende Filter und einen Gleichrichter direkt aus dem Versorgungsnetz. Der Wechselrichter enthält sechs Leistungsschalter in drei Halbbrücken. Mittels geeigneter Modulation der Schaltzeiten können beliebige Spannungs- und Strommuster an den drei Ausgängen erzeugt werden. Als Leistungsschalter werden moderne IGBTs verwendet, die hohe Schaltfrequenzen oberhalb der Hörgrenze bei vertretbaren Schalterverlusten erlauben. Die Strommessung wird für eine Stromregelung oder Strombegrenzung zum Schutz des Synchronmotors vor Entmagnetisierung sowie zum Schutz des Wechselrichters vor Überströmen benötigt.

Die Synchronmaschine ist ebenfalls dreiphasig ausgeführt. Die drei Wicklungen sind in der Regel im Stern geschaltet, der Sternpunkt ist nicht herausgeführt. Über Drehgeber, die auf die Motorwelle montiert werden, wird der Rotorlagewinkel und die Drehzahl gemessen.

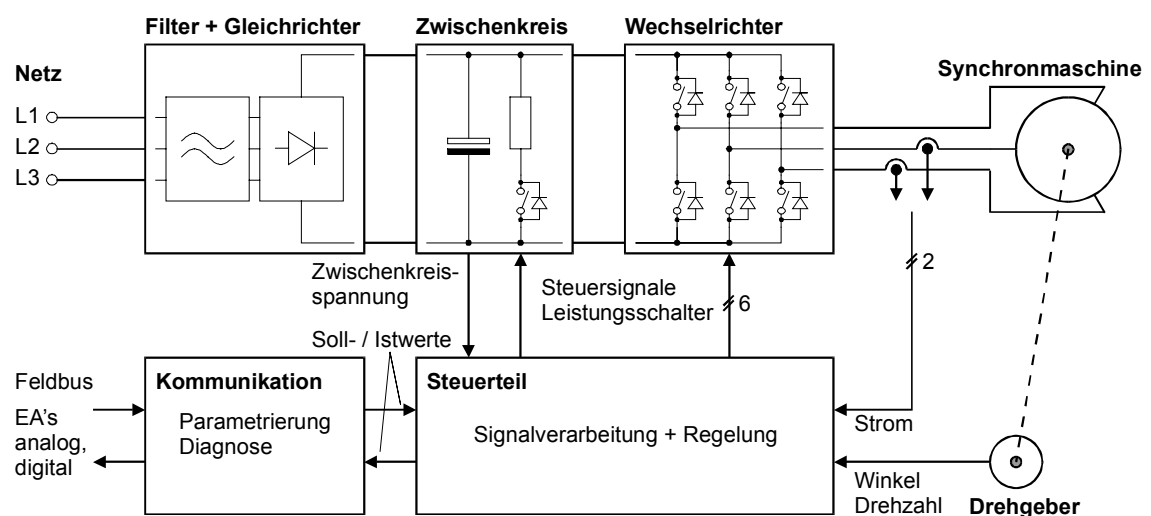


Abb. 2-1: Blockschaltbild eines Servoantriebs mit PM-Synchronmaschine

Das Steuerteil beinhaltet die Signalverarbeitung und die Antriebsregelung. Es handelt sich meist um eine Kaskadenregelung für die Zustandsgrößen Drehmoment, Drehzahl und Position [LEO-87]. Die Sollwertvorgabe für die Regelung erfolgt wahlweise über analoge und digitale Signale oder über Kommunikationsschnittstellen, z.B. Feldbusse, die auch für die Parametrierung und für die Diagnose eingesetzt werden.

Die ersten Servoantriebe nach Abb. 2-1, die zu Beginn der 80er Jahre eingeführt wurden, verwendeten Synchronmotoren mit einem trapezförmigen Induktionsverlauf über dem Umfang, die auch „bürstenlose Gleichstrommotore“ genannt werden. Dieser Motortyp wird mit blockförmigen Strömen betrieben. Die Umschaltung der Stromblöcke von einer Phase zur nächsten wird von einem Rotorlagegeber direkt gesteuert. Dieser sogenannte „Six-Step-Geber“ besteht im einfachsten Fall aus drei Hallsensoren, die das Feld der Magnete auf dem Rotor erfassen. Die Regelung für Strom und Drehzahl erfolgt über PI-Regler, die mit analogen Bauteilen realisiert werden. Die Drehzahl des Motors wird mit einem Tachogenerator direkt erfasst, dabei handelt es sich um permanenterregte bürstenbehaftete Gleichstrommotoren oder um elektronisch kommutierte Synchrongeneratoren mit trapezförmiger induzierter Spannung. Die Regelung der Position ist meist in einer externen Steuerung realisiert, als Rückführung befindet sich hierfür ein Inkrementalgeber auf der Welle. Es werden somit drei unterschiedliche Gebersysteme für die Regelung des Motors benötigt. Die Umschaltung der Stromblöcke von einer Phase zur nächsten ist zugleich der größte Nachteil dieses Antriebskonzeptes. Es treten beim Umschalten kurzzeitige Drehmomenteinbrüche auf, weil der Strom in der Folgephase aufgrund der elektrischen Zeitkonstanten der Statorwicklung nur langsam aufgebaut werden kann.

Synchronmotoren mit einem sinusförmigen Induktionsverlauf werden mit sinusförmigen Strömen mit niedrigem Oberwellenanteil gespeist. Die Verluste im Motor werden so reduziert. Das abgegebene Drehmoment ist im Idealfall nicht vom Drehwinkel abhängig. Einfluss hat aber die Konstruktion der Synchronmaschine. Der Effektivwert der Welligkeit des Drehmomentes beträgt je nach Bauart ca. 0,3% bis 1% des Nennmomentes [SPR-94], [KEM-91]. Die Transformation der Phasenströme und der Spannungen in ein mit dem Rotor umlaufendes Koordinatensystem ergibt das regeltechnische Maschinenmodell

Die Algorithmen für die digitale Regelung werden im festen Raster, der Abtastzeit T_{AB} , neu berechnet. Die gesamte Signalerfassung und T_{AB} sind an die Periodendauer des Pulsbreitenmodulators gekoppelt, um möglichst geringe und genau voraussagbare Laufzeiten zwischen Datenerfassung und Stellgrößenabgabe zu erzielen.

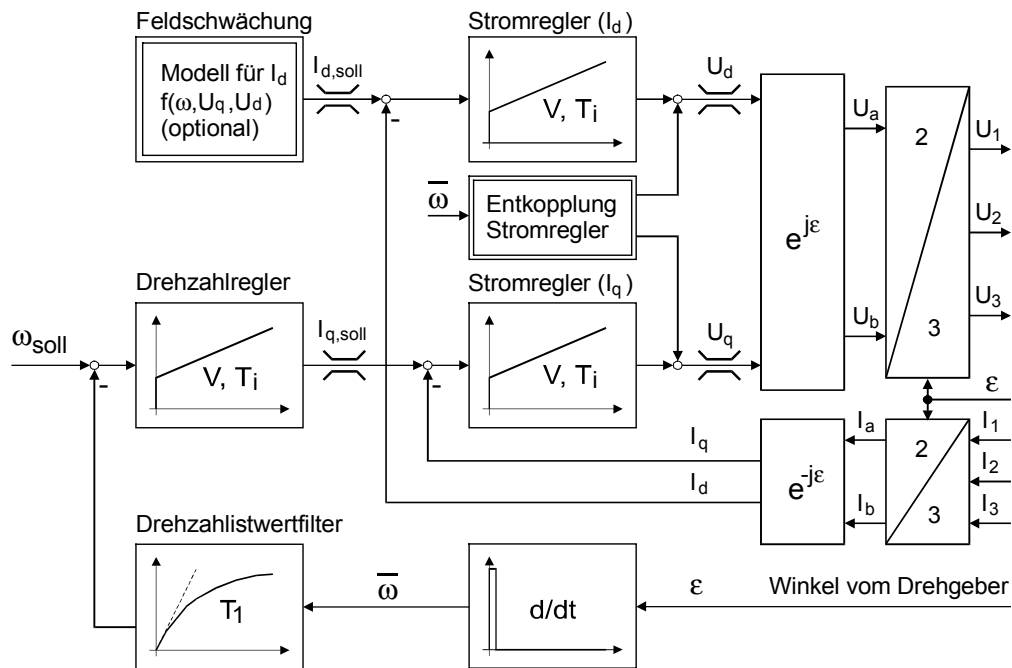


Abb. 2-3: Regelung der PM-Synchronmaschine in Rotorkoordinaten

Für die Kommutierung und Positionierung wird nur noch ein Drehgeber benötigt, der eine präzise und hoch aufgelöste Winkelinformation liefert. Durch Differenzieren der Winkelmesswerte wird ein Drehzahlwert errechnet, der als Rückführung für den Drehzahlregelkreis dient. Über einen Drehzahlwertfilter werden Störungen und das Rauschen des Drehzahlwertes reduziert, bevor der Wert auf den Drehzahlregler zurückgeführt wird, wie Abb. 2-3 zeigt.

Im Bereich höchster Präzision reicht die Auflösung des auf diese Weise gewonnenen Drehzahlwertes häufig nicht aus. Die Filterzeitkonstante begrenzt darüber hinaus die maximale Verstärkung im Drehzahlregelkreis und beschränkt so die Bewegungsdynamik des Antriebs. Ein Ausweg ist die Verwendung zusätzlicher Sensoren für die direkte Erfassung der Drehzahl, wie von den analogen Servoantrieben bekannt. Eine weitere Lösung ist die Verwendung von Beschleunigungssensoren. Aus der Winkelbeschleunigung wird mittels Integration die Drehzahl bestimmt. Leider sind beide Lösungen mit erhöhtem Aufwand in der Sensorik und daher mit höheren Kosten verbunden.

2.2 Anforderungen an die Drehgeber

Ein kleiner Fehlerwinkel $\Delta\varepsilon$ in der Erfassung der Rotorposition hat gemäß (2-1) kaum Einfluss auf das Drehmoment M des Synchronmotors.

$$M = M_0 \cos(\Delta\varepsilon) \quad (2-1)$$

Die Anforderungen an die Erfassung der Rotorlage für die Kommutierung sind daher niedrig. Winkelauflösungen mit $n = 2^8$ bis $n = 2^{12}$ Schritten reichen völlig.

Höhere Positionsgenauigkeiten erfordert die Lageregelung. Typische Planeten- oder Zykloidgetriebe für Servoanwendungen besitzen ein Umkehrspiel von $< 0,04^\circ$, resultierend sind Geber mit $n = 2^{13}$ Schritten pro Umdrehung erforderlich. In direkt angetriebenen Drehtischen werden sogar Geber mit bis zu $n = 2^{22}$ Schritten pro Umdrehung eingesetzt. Die Positioniergenauigkeit ist direkt von der Genauigkeit des Gebers abhängig.

Die Drehzahl muss stetig und ohne Hysterese im Nulldurchgang erfasst werden, da die Antriebe häufig die Drehrichtung ändern. Die Erfassung mit hoher Auflösung und Genauigkeit ist besonders wichtig, weil typische Applikationen im Betrieb Drehzahlbereiche von $1:10^4$ bis $1:10^5$ aufweisen. Eine grobe Quantisierung des Drehzahlwertes, Rauschen auf dem Drehzahlsignal und ein welliges Drehzahlsignal aufgrund systematischer Fehler in der Sensorik und in der Drehzahlerfassung wirken sich über die Verstärkung im Drehzahlregelkreis auf den Stromsollwert und damit direkt auf den fließenden Motorstrom aus. Erhöhte Kupferverluste in der Wicklung, Zusatzverluste in den Permanentmagneten und in der Welle sowie die Geräuschbildung im Motor sind die Folge.

Die Bandbreite der Winkel- und Drehzahlerfassung muss groß sein, damit alle Störgrößen, die es auszuregeln gilt, noch verzögerungsfrei erfasst werden. Die typischen Resonanzfrequenzen der Mechanik liegen meist unter $f_{res} = 1 \text{ kHz}$, die Bandbreite in der Winkel und Drehzahlerfassung sollte $\omega_{gr} > 3 \text{ kHz}$ betragen.

Die Messung des Drehwinkels und der Drehzahl soll ohne nennenswerte mechanische Rückwirkung auf den Antrieb erfolgen. Weitere Anforderungen resultieren aus den spezifischen Einsatzbedingungen: Verschmutzungen im Betrieb, die Schock- und Schwingungsbeanspruchung, der erforderliche Temperaturbereich, die Lebensdauer sowie wirtschaftliche Kriterien schränken die Auswahl geeigneter Geber ein.

2.3 Drehzahlerfassung mit Winkelgebern

Die Winkelinformation des auf die Motorwelle montierten Gebers sei zunächst fehlerfrei. Sie wird in der Signalauswertung fehlerfrei erfasst und mit begrenzter Auflösung digitalisiert. Als Ergebnis steht der Winkelwert mit einer Auflösung von n Inkrementen pro Umdrehung zur Verfügung. Winkeländerungen werden in Schritten gemessen, die kleinste messbare Änderung ergibt sich für $dn = 1$:

$$d\varepsilon = \frac{2\pi \cdot dn}{n} \quad (2-2)$$

2.3.1 Berechnung der Drehzahlauflösung

Die Winkelgeschwindigkeit des Motors errechnet sich aus dem Differential des Winkels nach der Zeit:

$$\omega = \frac{d\varepsilon}{dt} = \frac{2\pi \cdot dn}{dt \cdot n} \quad (2-3)$$

Im Antriebsregler wird der Mittelwert der Winkelgeschwindigkeit im festen Messintervall T_{AB} durch das Erfassen der Winkeldifferenz bestimmt [REU-89]:

$$\varpi = \frac{\Delta\varepsilon}{T_{AB}} = \frac{2\pi \cdot \Delta n}{T_{AB} \cdot n} \quad (2-4)$$

Die Quantisierung der erfassten Winkelgeschwindigkeit ist dadurch gegeben, dass sich Δn nur um ein Inkrement ändert, also $d\Delta n = 1$, zugleich ist dies auch die kleinste messbare Winkelgeschwindigkeit ungleich Null:

$$d\varpi = \frac{2\pi}{T_{AB} \cdot n} \quad (2-5)$$

Ein hoch aufgelöster Drehzahlistwert erfordert somit eine hohe Winkelauflösung und eine möglichst große Abtastperiodendauer. Ein hochdynamischer Servoantrieb arbeitet hingegen mit möglichst kurzen Abtastperioden. Servoantriebe benötigen somit besonders hoch auflösende Winkelgeber. Abb. 2-4 verdeutlicht den Zusammenhang zwischen der Auflösung des Winkels und der resultierenden Drehzahlquantisierung: Bei $T_{AB} = 200\mu s$ und einem Winkelgeber mit $n = 2^{16} = 65536$ Winkelschritten pro Umdrehung ergibt sich eine Quantisierung der Istdrehzahl von $4,6 \text{ } 1/\text{min}$.

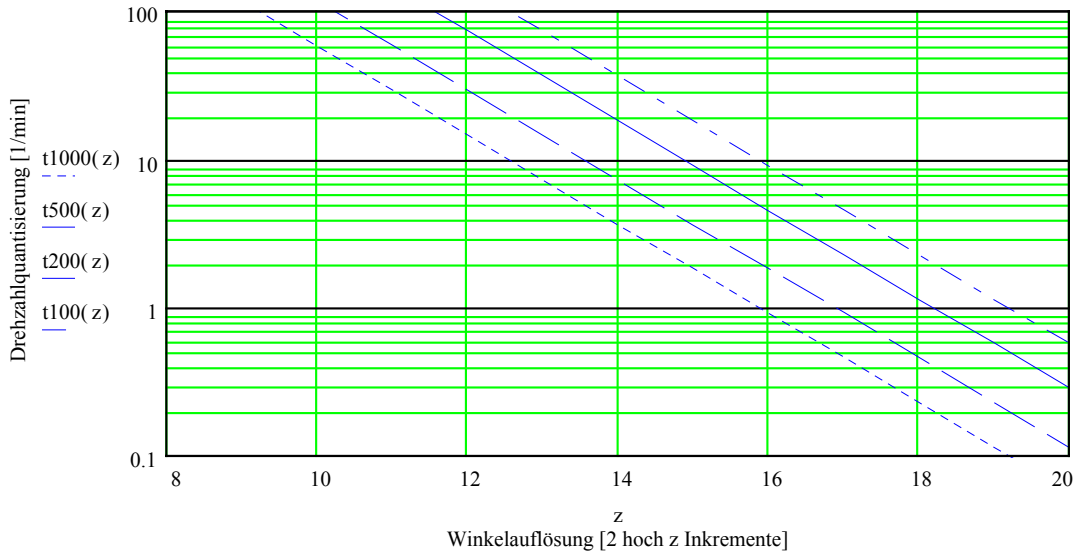


Abb. 2-4: Drehzahlquantisierung in Abhängigkeit der Auflösung ($n = 2^z$) des Winkelgebers für die Abtastzeiten $T_{AB} = 1000\mu s, 500\mu s, 200\mu s, 100\mu s$

In der Literatur findet sich verschiedentlich der Ansatz, neben der Winkeldifferenz auch die zugehörige Zeitdifferenz der Winkeländerung im Abtastintervall zu vermessen [KIE-94], [PIE-91].

$$\omega = \frac{\Delta \varepsilon}{\Delta t} = \frac{2\pi \cdot \Delta n}{\Delta t \cdot n} \quad \text{mit: } \Delta t \leq T_{AB} \quad (2-6)$$

Durch diese Maßnahme ist die Drehzauflösung nur noch vom Verhältnis der Abtastzeit zur Auflösung der Zeiterfassung für Δt abhängig. Die Quantisierung der Winkelgeschwindigkeit wird wesentlich verringert. Dieses Verfahren besitzt in Servoantrieben den Nachteil, dass unterhalb der kleinsten messbaren Winkelgeschwindigkeit $d\omega$ nicht mehr in jedem Abtastintervall ein neuer Messwert zur Verfügung steht. Die Verlängerung des Messintervalls über das Abtastintervall hinaus wird in der Regeltheorie als ein von der Drehzahl abhängiges Laufzeitglied betrachtet. Diese Laufzeit ist für die Stabilität der Drehzahlregelung bei niedrigen Drehzahlen sehr störend. Unterhalb $d\omega$ müssen daher Zwischenwerte geschätzt werden, die von der wahren Drehzahl abweichen können. Eine Abweichung der mittleren Geschwindigkeit vom Sollwert ist die Folge.

Das Verfahren der kombinierten Messung der Winkel- und Zeitdifferenzen wird daher bevorzugt in der Messtechnik angewendet.

2.3.2 Einfluss der Fehler des Winkelgebers

Bisher wurde ein fehlerfreier Winkelgeber vorausgesetzt. Tatsächlich weist sowohl der Geber als auch die Auswerteelektronik Fehler auf, die sich in der Winkelgeschwindigkeit wiederfinden. Die folgende Betrachtung setzt eine Welle voraus, die mit konstanter Winkelgeschwindigkeit ω_0 rotiert. Die beliebige Fehlerfunktion ε_{St} des Winkelgebers ist nun in $\frac{2\pi}{\omega_0}$ periodisch und kann in einer

Fourierreihe entwickelt werden:

$$\varepsilon(t) = \omega_0 t + \varepsilon_{St}(t) \quad (2-7)$$

$$\varepsilon(t) = \omega_0 t + \sum_v \varepsilon_{St,v} \sin(v\omega_0 t + \varphi_v) \quad (2-8)$$

Die Reihenelemente hoher Ordnungszahl v besitzen dabei im allgemeinen nur noch eine geringe Amplitude.

Der Einfluß des Winkelfehlers auf die Winkelgeschwindigkeit errechnet sich unter Verwendung von (2-3) zu:

$$\omega(t) = \omega_0 + \sum_v \omega_{St,v} \cos(v\omega_0 t + \varphi_v) \quad (2-9)$$

$$\text{mit } \omega_{St,v} = \varepsilon_{St,v} v \omega_0 \quad (2-10)$$

Das Ergebnis zeigt, dass der resultierende Fehler in der Winkelgeschwindigkeit proportional zur Ordnungszahl v und proportional zu ω_0 zunimmt. Auch die Winkelfehler hoher Ordnungszahl führen somit zu signifikanten Störamplituden in der ermittelten Winkelgeschwindigkeit.

Störanteile hoher Ordnungszahlen v werden bei hoher Drehzahl ω_0 aufgrund der begrenzten Abtastfrequenz der Winkelerfassung in der Regelung nicht mehr richtig erfasst. Das „Shannon-Theorem“ wird verletzt, es treten zusätzliche niederfrequente Störsignalanteile auf [LEO-89], die in der Antriebsregelung wesentlich mehr stören, als das eigentliche hochfrequente Signal.

Um dies zu vermeiden, muss bereits in der Winkelerfassung mit Abtastfiltern gearbeitet werden. Im geschlossenen Regelkreis für die Drehzahl und für die Position stören diese Filter, da sie den Phasenabstand und damit die mögliche Reglerverstärkung begrenzen.

Resolver und Inkrementalgeber sind in der Servoantriebstechnik die am häufigsten verwendeten Winkelgeber. Die Winkelinformation liegt bei diesen Gebern in Form zweier kartesischer Signalkomponenten u_a und u_b vor, wie Abb. 2-5 zeigt.

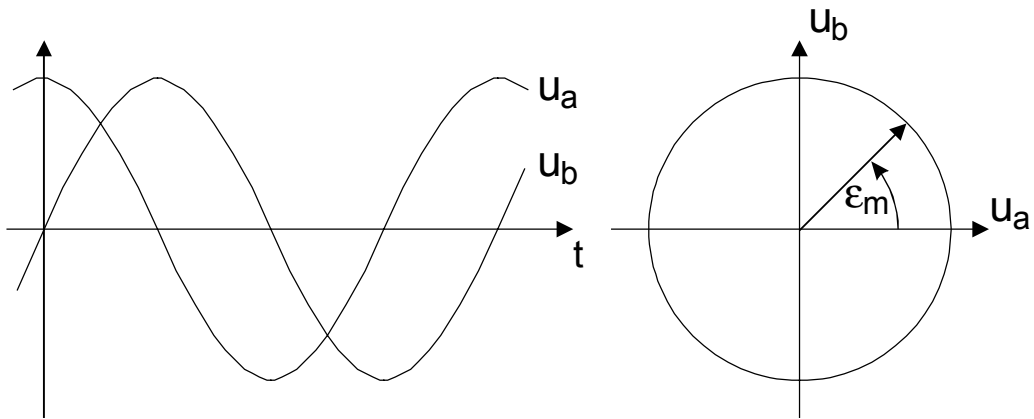


Abb. 2-5: Winkelgebersignale in kartesischen Koordinaten, SINCOS-Signale

Der Geber liefert m_0 Signalperioden innerhalb einer mechanischen Umdrehung. Der Drehwinkel innerhalb einer beliebigen Signalperiode ist mit ε_m bezeichnet. Der gemessene mechanische Drehwinkel ε_g weicht um ε_{St} vom wahren Winkel ε ab, er wird wie folgt beschrieben:

$$\varepsilon_g = \varepsilon + \varepsilon_{St} = \frac{m2\pi + \varepsilon_{g,m}}{m_0} + \varepsilon_{St,0} \quad (2-11)$$

Die Anzahl der vollständig durchlaufenen Signalperioden beträgt m . Der Winkel $\varepsilon_{g,m}$ innerhalb einer Signalperiode bestimmt sich durch Messung von u_a und u_b :

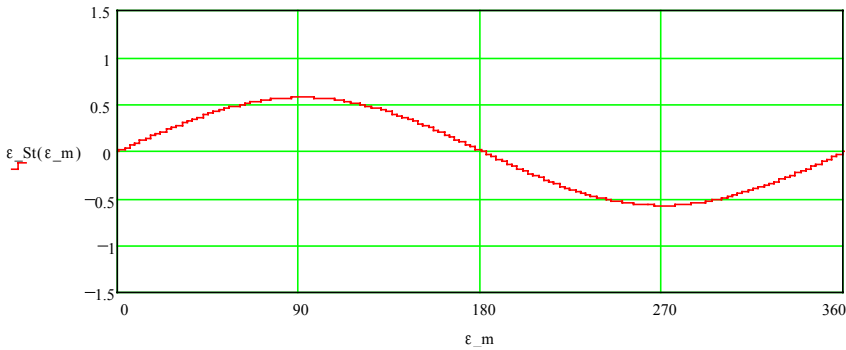
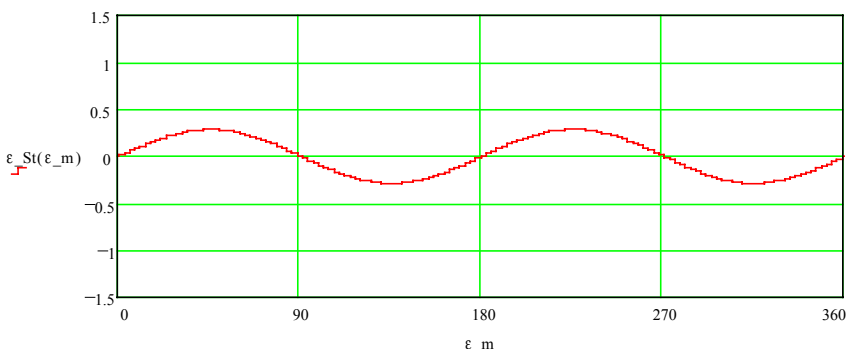
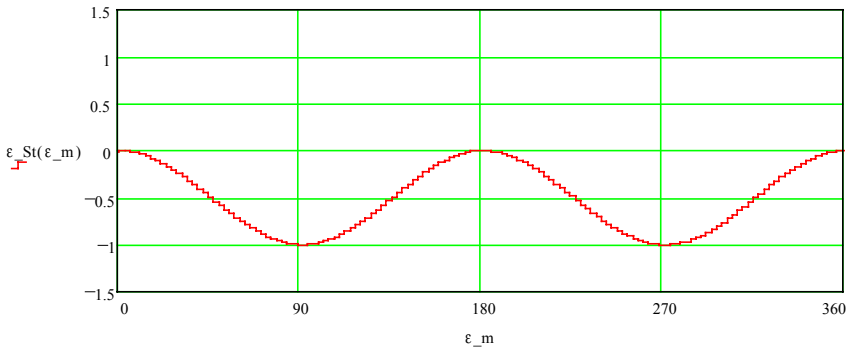
$$\varepsilon_{g,m} = \text{atan}\left(\frac{u_b}{u_a}\right) = \varepsilon_m + \varepsilon_{St,m} \quad (2-12)$$

Der Winkelfehler ε_{St} wird also in einen Anteil $\varepsilon_{St,m}$, der in jeder Signalperiode gleichermaßen auftritt, sowie in den Restfehler $\varepsilon_{St,0}$ zerlegt.

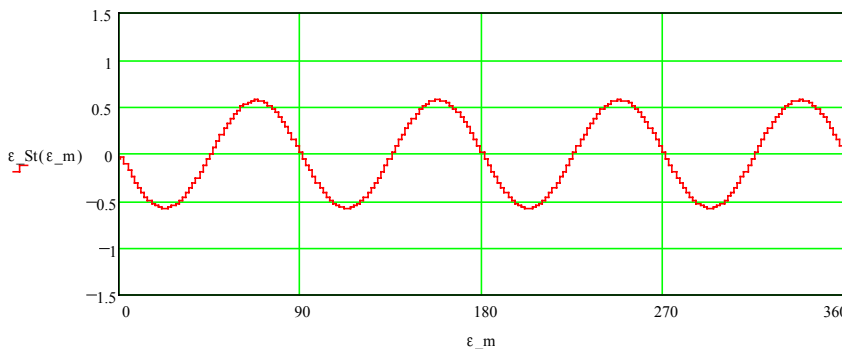
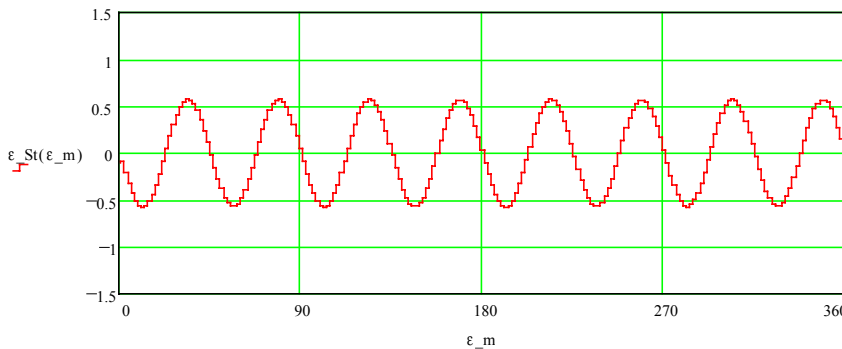
Abweichungen der Signale u_a und u_b vom idealen Sinus sowie Fehler in der Signalverarbeitung im Servoregler bestimmen die Größe des Winkelfehlers $\varepsilon_{St,m}$. Häufige Fehlerursachen und deren Auswirkung auf den Fehlerwinkel sind in den nachfolgenden Übersichten in Tab. 2-1 und Tab. 2-2 zusammengestellt.

Der Restfehler $\varepsilon_{St,0}$ kann ebenfalls über die Tabellen beschrieben werden, sofern es sich um systematische Fehlerursachen handelt.

Tab. 2-1: Einfluss von Offset-, Amplituden- und Phasenfehlern der SINCOS-Gebersignale auf den Winkelfehler ε_{St}

Beschreibung	Gebersignale	Winkelfehlerfunktion
		Störamplitude Winkelsignal bei...
Exzentrizität (DC-Offset auf den Signalen)	$u_a = u_0 \cdot \cos(m_0 \omega_0 t) + u_{Off}$	$\varepsilon_{St} = \varepsilon_{St0,m} \cdot \sin(m_0 \omega_0 t)$
	$u_b = u_0 \cdot \sin(m_0 \omega_0 t)$	$u_{Off} = 0,01 \cdot u_0 \rightarrow \varepsilon_{St0,m} \approx 0,6/360 \cdot 2\pi$
 <p>Fehlerkurve über ε_m Normierung $\varepsilon_m, \varepsilon_{St}$ in Winkelgrad !</p>		
Ellipsoid (Ungleiche Signalamplituden)	$u_a = u_{a0} \cdot \cos(m_0 \omega_0 t)$	$\varepsilon_{St} = \varepsilon_{St0,m} \cdot \sin(2m_0 \omega_0 t)$
	$u_b = u_0 \cdot \sin(m_0 \omega_0 t)$	$u_{a0} = 1,01 \cdot u_0 \rightarrow \varepsilon_{St0,m} \approx 0,3/360 \cdot 2\pi$
 <p>Fehlerkurve über ε_m Normierung $\varepsilon_m, \varepsilon_{St}$ in Winkelgrad !</p>		
Phasenfehler	$u_a = u_0 \cdot \cos(m_0 \omega_0 t + \varphi_0)$	$\varepsilon_{St} = \varepsilon_{St0,m} \cdot (\sin(2m_0 \omega_0 t + \pi/2) - 1)$
	$u_b = u_0 \cdot \sin(m_0 \omega_0 t)$	$\varphi_0 = 1/360 \cdot 2\pi \rightarrow \varepsilon_{St0,m} \approx 0,5/360 \cdot 2\pi$
 <p>Fehlerkurve über ε_m Normierung $\varepsilon_m, \varepsilon_{St}$ in Winkelgrad !</p>		

Tab. 2-2: Einfluss der 3., 5., 7. und 9. Harmonischen der SINCOS-Gebersignale auf den Winkelfehler ε_{St}

Beschreibung	Gebersignale	Fehlerfunktion
		Störamplitude Winkelsignal bei...
Fehler durch 3. Harmonische (u_a, u_b mit gleicher Kurvenform)	$u_a = u_0 \cdot \cos(m_0 \omega_0 t) - u_3 \cdot \cos(3m_0 \omega_0 t)$ $u_b = u_0 \cdot \sin(m_0 \omega_0 t) + u_3 \cdot \sin(3m_0 \omega_0 t)$	$\varepsilon_{St} = \varepsilon_{St0,m} \cdot \sin(4m_0 \omega_0 t + \pi)$
		$u_3 = 0,01 \cdot u_0 \rightarrow \varepsilon_{St0,m} \approx {}^{0,6}_{/360} \cdot 2\pi$
Fehler durch 5. Harmonische (u_a, u_b mit gleicher Kurvenform)	$u_a = u_0 \cdot \cos(m_0 \omega_0 t) + u_5 \cdot \cos(5m_0 \omega_0 t)$ $u_b = u_0 \cdot \sin(m_0 \omega_0 t) + u_5 \cdot \sin(5m_0 \omega_0 t)$	$\varepsilon_{St} = \varepsilon_{St0,m} \cdot \sin(4m_0 \omega_0 t + \pi)$
		$u_5 = 0,01 \cdot u_0 \rightarrow \varepsilon_{St0,m} \approx {}^{0,6}_{/360} \cdot 2\pi$
<div></div> <div>Fehlerkurve (3. oder 5. Harmonische) über ε_mNormierung $\varepsilon_m, \varepsilon_{St}$ in Winkelgrad !</div>		
Fehler durch 7. Harmonische (u_a, u_b mit gleicher Kurvenform)	$u_a = u_0 \cdot \cos(m_0 \omega_0 t) - u_7 \cdot \cos(7m_0 \omega_0 t)$ $u_b = u_0 \cdot \sin(m_0 \omega_0 t) + u_7 \cdot \sin(7m_0 \omega_0 t)$	$\varepsilon_{St} = \varepsilon_{St0,m} \cdot \sin(8m_0 \omega_0 t + \pi)$
		$u_7 = 0,01 \cdot u_0 \rightarrow \varepsilon_{St0,m} \approx {}^{0,6}_{/360} \cdot 2\pi$
Fehler durch 9. Harmonische (u_a, u_b mit gleicher Kurvenform)	$u_a = u_0 \cdot \cos(m_0 \omega_0 t) + u_9 \cdot \cos(9m_0 \omega_0 t)$ $u_b = u_0 \cdot \sin(m_0 \omega_0 t) + u_9 \cdot \sin(9m_0 \omega_0 t)$	$\varepsilon_{St} = \varepsilon_{St0,m} \cdot \sin(8m_0 \omega_0 t + \pi)$
		$u_9 = 0,01 \cdot u_0 \rightarrow \varepsilon_{St0,m} \approx {}^{0,6}_{/360} \cdot 2\pi$
<div></div> <div>Fehlerkurve (7. oder 9. Harmonische) über ε_mNormierung $\varepsilon_m, \varepsilon_{St}$ in Winkelgrad !</div>		

2.3.3 Resolver

Der konstruktive Aufbau eines Resolvers entspricht dem einer 2-strängigen Drehfeldmaschine. Am weitesten verbreitet sind Ausführungen ohne eigene Lagerung, bei denen der Rotor direkt auf die Motorwelle montiert wird [RES-00]. Die Erregerwicklung im Rotor wird über einen rotierenden Transformator statorseitig mit der Wechselspannung $u_{R1,R2}$ gespeist. Die Wicklungen im Stator sind um eine halbe Polteilung versetzt angeordnet, um die Winkelinformation in kartesischen Koordinaten zu erhalten. Das Erregerfeld induziert in den Statorwicklungen $u_{S1,S3}$ und $u_{S2,S4}$ eine Spannung gemäß Gleichung (2-13) mit dem Übersetzungsverhältnis \ddot{u} . Sie weist gegenüber der Erregerspannung die Phasenverschiebung φ_s auf.

$$\begin{aligned} u_{R1,R2} &= u_0 \cdot \sin(\omega_{Tr} t) \\ u_{S1,S3} &= \ddot{u} \cdot u_0 \cdot \sin(\omega_{Tr} t + \varphi_s) \cdot \cos(\varepsilon) \\ u_{S2,S4} &= \ddot{u} \cdot u_0 \cdot \sin(\omega_{Tr} t + \varphi_s) \cdot \sin(\varepsilon) \end{aligned} \quad (2-13)$$

Abb. 2-6 zeigt das elektrische Ersatzschaltbild sowie den vom Drehwinkel abhängigen Verlauf der Ausgangssignale des Resolvers.

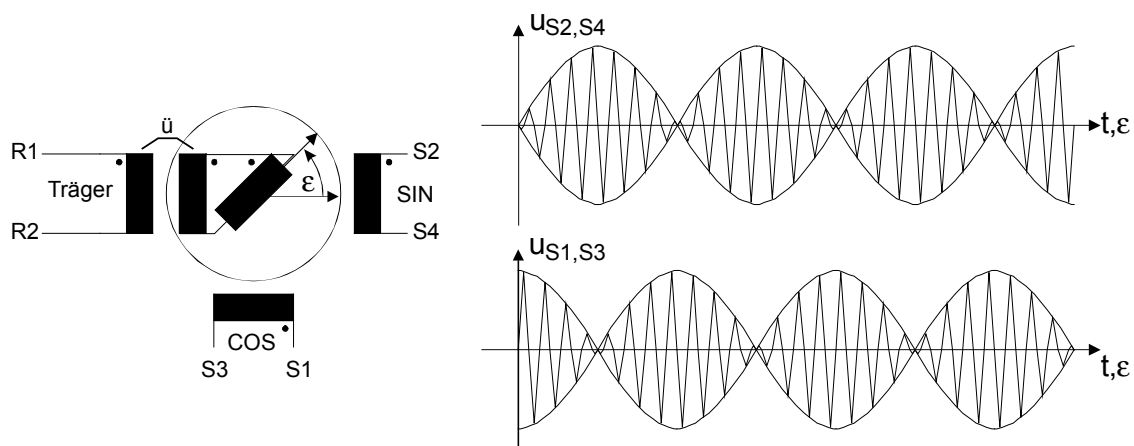
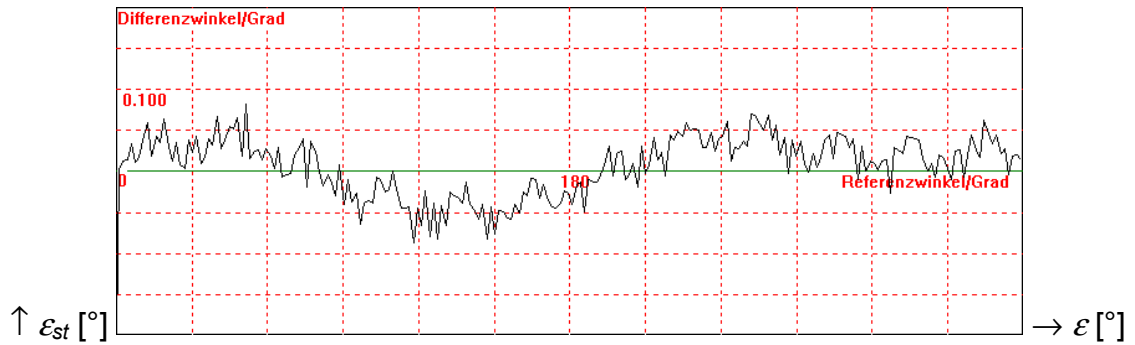
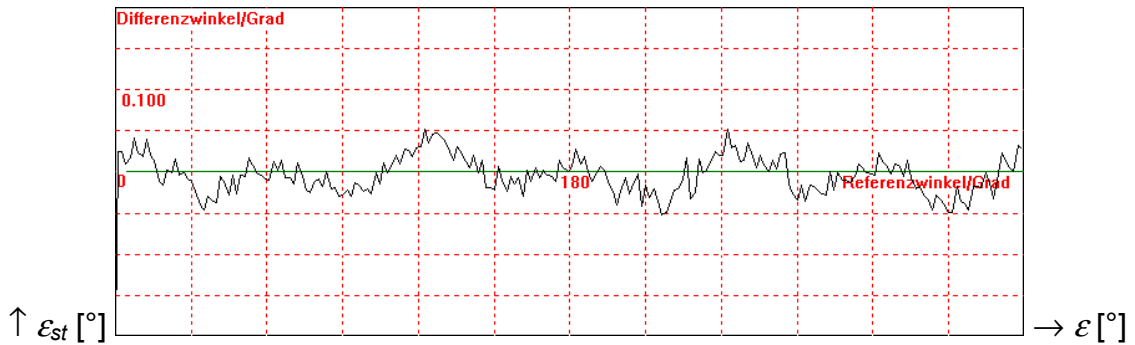


Abb. 2-6: Ersatzschaltbild und Ausgangssignale des Resolvers

Resolver für Servoantriebe verwenden hohe Speisefrequenzen im Bereich von 5 kHz bis 20 kHz, um eine schnelle Winkelbestimmung zu ermöglichen. Die Anzahl der Signalperioden pro Wellenumdrehung beträgt typisch $m_0 = 1$ bis $m_0 = 4$. Der Resolver liefert den absoluten Drehwinkel. Er kann direkt für die Kommutierung verwendet werden, wenn m_0 gleich der Polpaarzahl des Motors gewählt wird. Abb. 2-7 zeigt die Winkelfehlerkurven zweier typischer Resolver.



2poliger Hohlwellenresolver (LTN RE-21-1-V25) - $\varepsilon_{St} \approx \pm 0,06^\circ$ mechanisch



6poliger Hohlwellenresolver (LTN RE-15-3-A14) - $\varepsilon_{St} \approx \pm 0,05^\circ$ mechanisch

Abb. 2-7: Winkelfehlerkurven typischer Resolver

Für die Anwendungen, die eine höhere Winkelgenauigkeit erfordern, existieren Sonderbauformen ($\varepsilon_{St} \approx \pm 30''$) mit hoher Periodenzahl [BEY-90], [PRC-90].

Die Bestimmung des Drehwinkels ε aus den Resolver signalen erfolgt unter Anwendung einfacher trigonometrischer Beziehungen. Abb. 2-8 und Abb. 2-9 zeigen die zwei grundsätzlichen Verfahren im Blockschaltbild.

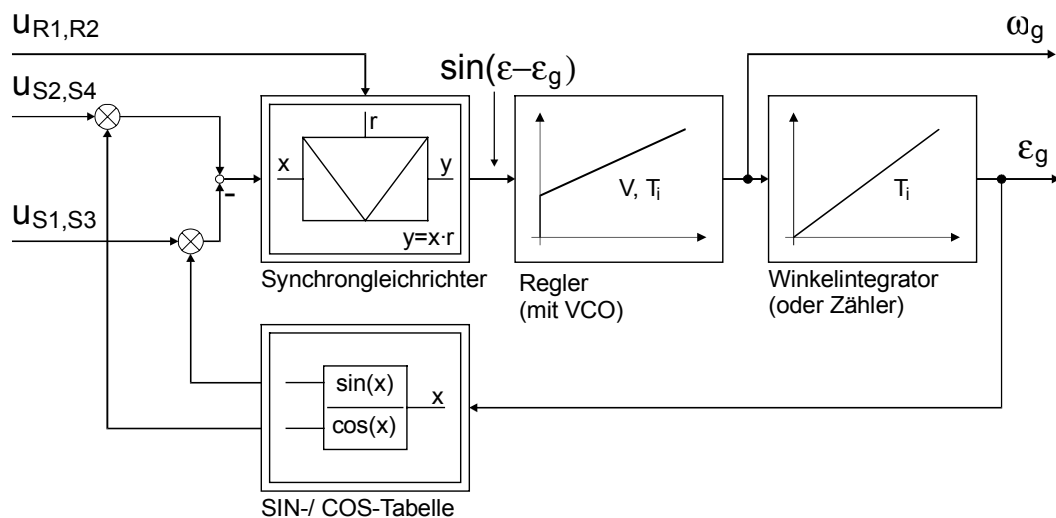


Abb. 2-8: Resolverauswertung – Nachlaufverfahren

Im Nachlaufverfahren wird der gemessene Winkel ε_g in einem Regelkreis ständig mit den Eingangssignalen verglichen. Die Winkelabweichung errechnet sich über die Winkelbeziehung (2-14). Ein Synchrongleichrichter eliminiert das Trägersignal. Die resultierende Abweichung wird über einen Regler, häufig ein PI-Regler, zu Null geregelt.

$$\sin(\varepsilon - \varepsilon_g) = \sin(\varepsilon)\cos(\varepsilon_g) - \cos(\varepsilon)\sin(\varepsilon_g) \quad (2-14)$$

$$\sin(\varepsilon - \varepsilon_g) \approx (\varepsilon - \varepsilon_g) \text{ für } |\varepsilon - \varepsilon_g| \ll 1$$

Der Ausgang des Reglers steuert den Integrator für den Drehwinkel. Das Steuersignal ist somit der Winkelgeschwindigkeit ω_g direkt proportional und kann unmittelbar für die Drehzahlregelung verwendet werden.

Am Markt sind integrierte Bausteine, sogenannte „Resolver-Digital-Converter“ (RDC), verfügbar, die nach diesem Verfahren arbeiten. Der PI-Regler steuert einen spannungsgesteuerten Oszillator, ein Zähler übernimmt die Funktion des Integrators [DDC-99], [VAR-92]. Das Verfahren ist sehr störsicher und ermöglicht Winkelauflösungen von bis zu 16 Bit. Nachteilig ist die begrenzte Bandbreite in der Winkelerfassung. Die Bandbreite des geschlossenen Regelkreises beträgt $\omega_{gr} \approx 1 \text{ kHz}$. Die Berechnung der analogen Beschaltung für die Filter und die Regelfunktionen ist aufwendig [KAR-86], [SCHI-88].

Das direkt abtastende Verfahren eignet sich besonders gut für die Realisierung in Mikrocontrollern, insbesondere, wenn diese bereits über integrierte Analog-Digital-Umsetzer (ADU) verfügen. Beide Eingangssignale werden von einem ADU gleichzeitig und im Scheitelwert der Trägerspannung abgetastet.

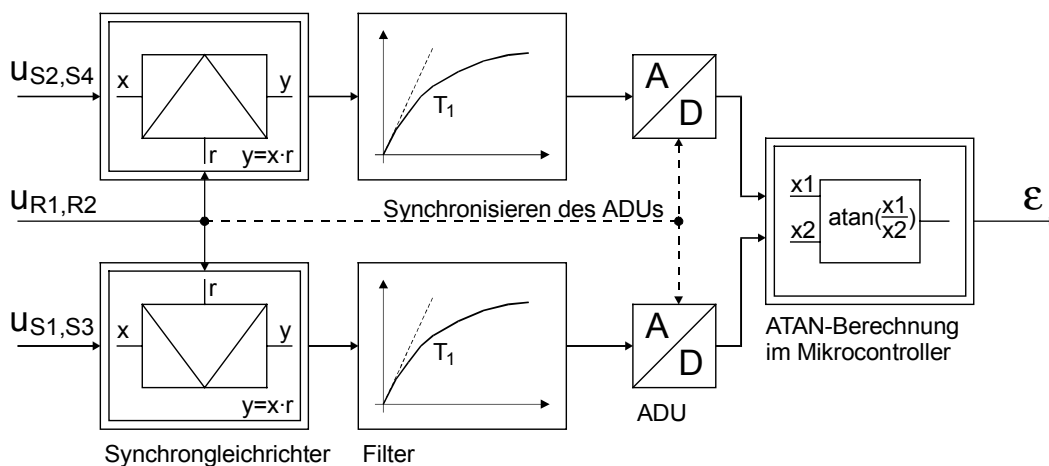


Abb. 2-9: Resolverauswertung - Direktabtastung (mit Synchrongleichrichtung)

Das Verfahren erfordert die Synchronisation des Abtastzeitpunktes des ADUs mit dem Resolverträger. Durch die Verlagerung der Synchrongleichrichter vor den ADU und eine vergrößerte Zeitkonstante T_I des Tiefpassfilters kann die Synchronisation in einfachen Anwendungen vermieden werden (vgl. Abb. 2-9). Der Winkel wird durch eine Atan-Berechnung aus den ADU-Daten bestimmt:

$$\varepsilon = \text{atan}\left(\frac{u_{S2,S4}}{u_{S1,S3}}\right) \text{ für } u_{S1,S3} \neq 0 \quad (2-15)$$

Unter der Voraussetzung, dass der ADU die Signale fehlerfrei mit 2^z Schritten abtastet, wobei der volle Messbereich vom Eingangssignal überstrichen wird, errechnet sich die resultierende Winkelauflösung nach [KIE-94] zu:

$$d\varepsilon = 2\pi \frac{1}{\pi \cdot 2^z} \quad (2-16)$$

Schnelle Schaltvorgänge der getakteten Endstufe im Servoregler und die resultierenden Ableitströme im Motor führen zu verrauschten Resolversignalen. Daher sind hohe Winkelauflösungen mit direkt abtastenden Verfahren nur erreichbar, wenn die Winkelwerte im Mikroprozessor gefiltert werden, wodurch die mögliche hohe Bandbreite des Verfahrens eingeschränkt wird.

Eine Verbesserung der Winkelauflösung bei gleichzeitig hoher Bandbreite in der Signalerfassung ist durch den Einsatz sehr schneller Sampling-ADUs in Verbindung mit der Anwendung von Oversampling-Techniken möglich [REM-00]. Die Genauigkeit der Winkelmessung ist aber durch die integrale Nichtlinearität der verwendeten ADUs begrenzt.

Die Verwendung moderner $\Sigma\Delta$ -ADUs für die Erfassung der Resolver signale ist vorteilhaft, weil sie eine hervorragende integrale Linearität besitzen und die ohnehin vorhandenen Dezimierungsfiler eine hohe Unterdrückung der hochfrequenten Störsignale gewährleisten, ohne die Nutzbandbreite zu sehr einzuschränken. In Verbindung mit dem Nachlaufverfahren, dessen Algorithmus von einem DSP gerechnet wird, konnte die Bandbreite der Winkelerfassung auf $\omega_{gr} \approx 8 \text{ kHz}$ bei 16 Bit Winkelauflösung erhöht werden [STE-97], [NIE-00].

Resolver sind preiswerte und robuste Geber. Sie werden in Servoantrieben eingesetzt, wenn die Anforderungen an die Bewegungsdynamik und die Winkelgenauigkeit gemäßigt sind. In Anwendungen höchster Präzision werden häufig die nachfolgend beschriebenen Inkrementalgeber verwendet.

2.3.4 Inkrementalgeber

Die inkrementelle Übertragung der Winkelinformation vom Geber zum Antriebsregler bietet den Vorteil, dass lediglich zwei Signale benötigt werden, um die Information über die Bewegungsrichtung, die Geschwindigkeit und die relative Position zu übertragen. Daher sind die in Abb. 2-10 dargestellten, um 90° versetzten und mit u_a und u_b betitelten Spursignale heute weltweit ein Standard in der Antriebstechnik. In einer Drehrichtung eilt u_a vor, in der anderen Drehrichtung u_b . Eine absolute Positionsbestimmung ermöglicht ein drittes Signal, der Index- oder Nullimpuls u_0 .

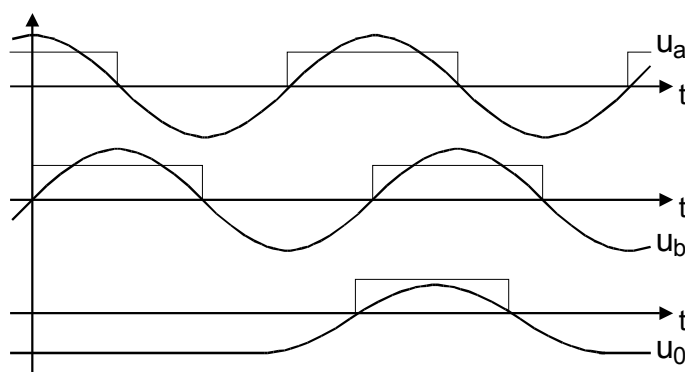


Abb. 2-10: Signalform analoger und digitaler Signale des Inkrementalgebers

Es gibt eine Vielzahl von Realisierungsmöglichkeiten für Inkrementalgeber. Eine Übersicht findet sich z.B. in [TRE-71a]. In der Servoantriebstechnik werden fast ausschließlich Magnetfeldgeber und photoelektrische Geber verwendet.

Die Magnetfeldgeber bestehen aus der Maßverkörperung und dem Sensorkopf. Zumindest zwei Sensoren sind im Sensorkopf im Abstand a montiert, um den Phasenversatz von 90° zwischen den Spursignalen u_a und u_b zu realisieren. Die Modulation des Magnetfeldes erfolgt durch die Relativbewegung zwischen Maßverkörperung und Sensor. Die Maßverkörperung kann dabei magnetisch aktiv oder magnetisch passiv ausgeführt sein.

Abb. 2-11 a) zeigt ein Beispiel für die magnetisch passive Maßverkörperung. Die eigentlichen Sensoren sind zwischen einem Permanentmagneten und einem Zahnrad aus hochpermeablen Werkstoff angeordnet. Die Reluktanz im magnetischen Kreis ändert sich winkelabhängig. Über den Halleffekt, den magnetoresistiven Effekt oder Wirbelstromsensoren wird die Flussdichte bzw. Feldstärke am Sensorkopf gemessen.

Genaue Geber erfordern hohe Periodenzahlen m_0 und somit große Zahnräder. Der Zusammenhang zwischen m_0 , dem Abstand a der Sensoren und dem Durchmesser d_a des Zahnrades lautet:

$$d_a = m_0 \frac{4a}{\pi}, \text{ oder mit dem Zahnmodul } M_z: d_a = M_z m_0 \quad (2-17)$$

Das Zahnmodul beträgt für typische Sensoren $M_z = 1,0 \text{ mm}$ bis zu $M_z = 0,3 \text{ mm}$ [EIN-97]. Ein Zahnrad mit $m_0 = 2^8$ besitzt dann den Durchmesser $d_a \geq 76 \text{ mm}$.

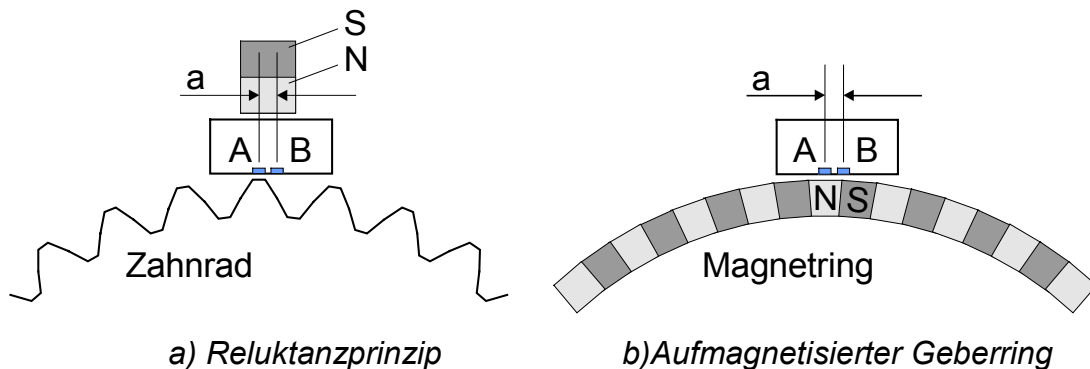


Abb. 2-11: Ausführung magnetischer Inkrementalgeber

Höhere Periodenzahlen bei kompakten Abmessungen sind mit aktiven Maßverkörperungen erreichbar. Eine aufmagnetisierte Folie oder ein magnetisierter Ring ersetzt das Zahnrad in Abb. 2-11 b). Hallensoren erfassen das Magnetfeld entweder analog oder nur dessen Vorzeichenwechsel. Drehgeber mit digitalen Spursignalen und $m_0 = 2^{11}$ werden in einem Gehäusedurchmesser von 38mm realisiert [DIG-97].

Das photoelektrische Messprinzip ermöglicht höhere Winkelauflösungen bei kleinem Bauvolumen, da sich mit photolithographischen Mitteln sehr feine optische Strukturen herstellen lassen. Abb. 2-12 zeigt den Aufbau der Signalerfassung. Eine Teilscheibe aus Glas enthält ein radiales Gitter mit lichtundurchlässigen Strichen. Eine fokussierte Lichtquelle durchstrahlt eine Abtastplatte, die in mindestens zwei Feldern die Gitterteilung trägt, ansonsten aber lichtundurchlässig ist. Die Abtastplatte ist in geringem Abstand vor der Teilscheibe angeordnet. Photodioden detektieren das Licht hinter der Teilscheibe. Bei einer Drehung der Teilscheibe ändert sich die Abdeckung der Photodiode periodisch, das Licht wird in der Intensität moduliert. Die Photodiode liefert bei konstanter Drehzahl ein annähernd sinusförmiges Stromsignal, welches verstärkt und dann als Spursignal ausgegeben wird.

Die Phasenverschiebung zwischen den Signalen u_a und u_b wird durch einen entsprechenden Versatz der Gitterteilungen auf der Abtastplatte erreicht. Über eine Zusatzspur auf der Teilscheibe wird der Nullimpuls u_0 erzeugt.

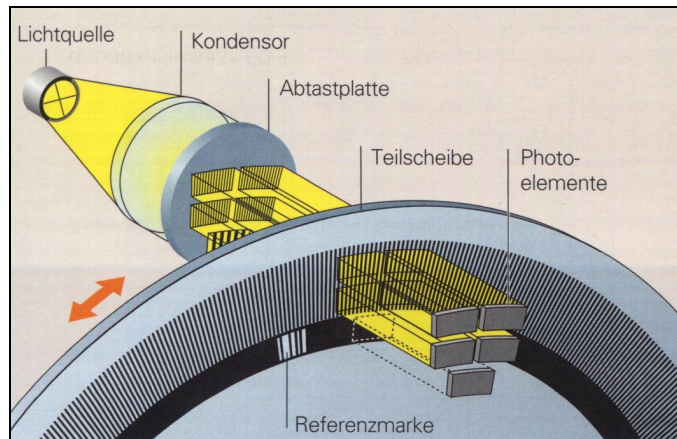


Abb. 2-12: Signalgewinnung in optischen Inkrementalgebern, Quelle [DRE-00]

Preiswerte Geber verfügen über digitale Ausgangssignale. Sie werden bereits im Geber erzeugt, indem die eigentlichen Sensorsignale über einen Komparator geführt werden. Die Anzahl der Winkelschritte pro Umdrehung ist auf $n = 4m_0$ begrenzt, wenn alle vier Flankenwechsel der Signale u_a und u_b in der Signalauswertung detektiert werden. Üblich sind Winkelauflösungen bis $n = 2^{14}$. Die digitale Signalübertragung vom Geber zum Servoregler ist sehr störsicher. Für die Erfassung des Winkels wird lediglich ein Zähler für Quadratursignale benötigt, der häufig bereits als Peripheriebaugruppe in den Mikrocontrollern integriert ist. Die Signalauswertung ist somit äußerst preiswert.

Höhere Winkelauflösungen erfordern analoge Ausgangssignale, die möglichst sinusförmig und frei von Oberwellen sind. Die Hersteller verwenden verschiedene Verfahren, um die Oberwellen in den Ausgangssignalen der Photodioden zu reduzieren: Häufig wird der Versatz der Gitterteilungen auf der Abtastplatte in Verbindung mit einer höheren Anzahl Photodioden genutzt. Der Phasenversatz der einzelnen Ausgangssignale wird so gewählt, dass sich bei Addition der Einzelsignale die Grundwellen addieren, die Oberwellen aber aufheben [DIG-00], [DRE-00]. Typische Geber sind mit $m_0 = 2^{10}$ verfügbar. Der Winkel ε_m innerhalb einer Periode kann mit 2^8 bis 2^{10} interpoliert werden, höhere Faktoren für die Interpolation sind nur begrenzt sinnvoll, weil lediglich die Winkelfehler innerhalb einer Teilungsperiode höher aufgelöst werden. Der Drehwinkel ε_g wird somit gemäß (2-11) mit bis zu $n = 2^{20}$ Schritten quantisiert.

Die Auswertung der analogen Inkrementalgebersignale erfolgt nach Abb. 2-13.

Das parallele Verfahren verwendet Komparatoren und einen Zähler für Quadratursignale, um den Winkel zunächst in $4m_0$ Schritten zu bestimmen. Über zwei ADUs werden die analogen Spursignale in jeder Abtastperiode T_{AB} zeitgleich mit dem Stand des Quadraturzählers erfasst. Der Winkel innerhalb einer Teilperiode ε_m wird von einem Mikrocontroller durch die Atan-Bildung aus den ADU-Daten bestimmt und anschließend mit dem Stand des Quadraturzählers kombiniert. Fehler, die an den Übergängen der Quadranten auftreten können, werden ebenfalls vom Mikrocontroller korrigiert. Integrierte Bausteine, z.B. der VECON-Schaltkreis sowie zahlreiche Mikrocontroller arbeiten nach diesem Verfahren [HEN-94], [KIE-94].

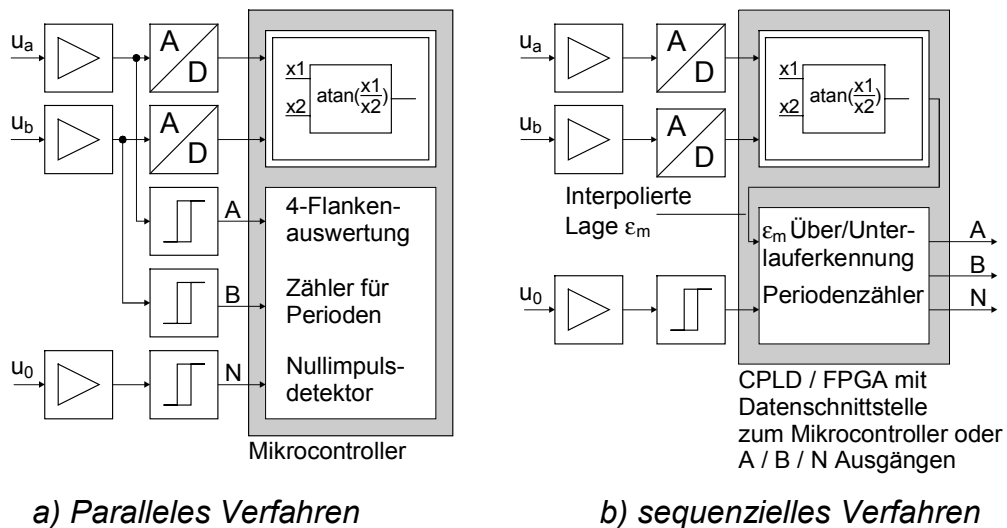


Abb. 2-13: Auswertung analoger Inkrementalgebersignale

Der Vorteil des Verfahrens ist, dass die Winkelerfassung synchron zur Antriebsregelung erfolgt. Dadurch können preiswerte ADUs mit niedriger Abtastrate verwendet werden. Aber schon bei mittleren Drehzahlen übersteigt die Signalfrequenz von ε_m die Abtastfrequenz der Regelung. Die Fehler nach Tab. 2-1 und Tab. 2-2 treten dann durch die Unterabtastung als niederfrequente Störanteile in Erscheinung.

Im sequenziellen Verfahren werden die Spursignale in schnellen ADUs mit hoher Frequenz, üblich ist $T_{AB,\varepsilon} < 1\mu s$, abgetastet. Die Atan-Bildung zur Bestimmung des Winkel ε_m erfolgt meist über Tabellen. Der Periodenzähler inkrementiert bei jedem Überlauf von ε_m . Über eine Datenschnittstelle wird der Winkelwert zyklisch mit T_{AB} ausgelesen.

Die Realisierung des sequenziellen Verfahrens erfolgt häufig mit programmierbaren Logikbausteinen als Baugruppe für Servoregler [KOC-96]. Es sind aber auch integrierte Schaltkreise erhältlich, die am Ausgang interpolierte digitale Inkrementalgebersignale zur Verfügung stellen [INT-96]. Kirchberger [KIR-99] zeigt, wie das sequenzielle Verfahren mit einem digitalen Filter und Oversampling kombiniert werden kann. Die Positionsauflösung wird deutlich erhöht, die Unterabtastung von Störungen auf ε_m durch die Antriebsregelung vermieden. Abb. 2-14 stellt die Winkelfehlerkurve eines preiswerten Sinus-Inkrementalgebers dar. Eine Signalperiode ε_m wurde dabei mit 2^8 interpoliert, der Drehwinkel ε_g wurde mit $n = 2^{18}$ Schritten quantisiert

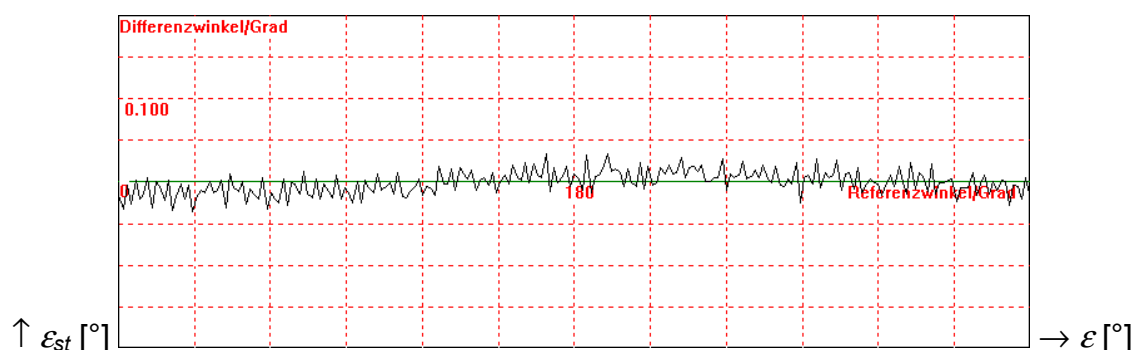


Abb. 2-14: Winkelfehlerkurve eines Sinus-Inkrementalgebers
vom Typ Stegmann SNS50 - $\varepsilon_{st} \approx \pm 0,02^\circ$ mechanisch

Der analogen Übertragung der Spursignale sowie der Interpolation der Signalperiode ε_m mit hohen Faktoren sind im gestörten Umfeld der Antriebsregler Grenzen gesetzt. Schwierigkeiten bereitet auch die Auswertung des analogen Indeximpulses, da er von den Geberherstellern häufig nur schlecht spezifiziert ist. Nach dem Einschalten muss die Absolutposition erst durch Überfahren des Indeximpulses bestimmt werden. Um dies zu vermeiden, verfügen die Geber über zusätzliche Signalspuren zur Grobbestimmung der Absolutposition, die Anzahl der Signalleitungen und damit die Kosten des Anschlusskabels erhöhen sich. Die Hersteller der Geber gehen daher in zunehmendem Maße dazu über, die komplette Auswertung aller analogen Spursignale im Geber selbst durchzuführen. Über firmenspezifische Protokolle oder eine SSI-Schnittstelle kann der hoch aufgelöste Winkelwert direkt und synchron zum Abtastvorgang im Servoregler gelesen werden. Informationen für die Kommutierung in Form einer Groblage, sowie umfangreiche Diagnosemöglichkeiten stehen häufig ebenfalls zur Verfügung.

2.4 Drehzahlerfassung mit Beschleunigungssensoren

In Kapitel 2.3 wurden die Möglichkeiten und Grenzen der Drehzahlbestimmung mit Winkelgebern aufgezeigt. Das Differenzieren der Positionswerte erwies sich als wesentlicher Nachteil für eine hoch aufgelöste Winkelgeschwindigkeit, weil sich Winkelfehler verstärkt auswirken und weil die Auflösung verloren geht.

Im Bereich höchster Anforderungen an den Gleichlauf des Antriebs sind selbst hochwertige optische Inkrementalgeber mit analogen Spursignalen nicht mehr ausreichend. Es werden zusätzliche Sensoren zur Erfassung der Beschleunigung oder Geschwindigkeit eingesetzt.

2.4.1 Drehzahlaufösung und Fehler

Aus der Winkelbeschleunigung des Antriebs kann die Winkelgeschwindigkeit durch einfache Integration bestimmt werden.

$$\omega = \omega_0 + \int \alpha(t) dt \quad (2-18)$$

Dies ist sowohl im Hinblick auf die Quantisierung der Winkelgeschwindigkeit, als auch auf die Auswirkung von Störungen von Vorteil. Für ein Beschleunigungssignal α , welches im Messbereich α_0 in n Schritten quantisiert wird, gilt:

$$d\alpha = \frac{\alpha_0 \cdot dn}{n} \quad (2-19)$$

Das quantisierte Beschleunigungssignal wird mit T_{AB} abgetastet, um daraus die mittlere Winkelgeschwindigkeit ϖ zu berechnen.

$$\varpi = \varpi_0 + \alpha \cdot T_{AB} \quad (2-20)$$

Die Quantisierung $d\varpi$ ergibt sich daraus:

$$d\varpi = \frac{\alpha_0 \cdot dn}{n} \cdot T_{AB} \quad (2-21)$$

Ein verkürztes Abtastintervall führt also zu einer höheren Auflösung der Drehzahl. Dies ist ein großer Vorteil in hochdynamischen Antrieben.

Der Fehler α_{St} des Beschleunigungssensors wird wie in Kapitel 2.3.2 bei konstanter Drehzahl der Welle in einer Fourierreihe entwickelt:

$$\alpha_{St}(t) = \sum_v \alpha_{St,v} \cdot \sin(v\omega_0 t + \varphi_v) \quad (2-22)$$

Die Winkelgeschwindigkeit errechnet sich nach (2-18) zu:

$$\omega(t) = \omega_0 - \sum_v \omega_{St,v} \cdot \cos(v\omega_0 t + \varphi_v) \quad (2-23)$$

$$\text{mit } \omega_{St,v} = \frac{\alpha_{St,v}}{v\omega_0} \quad (2-24)$$

Gleichung (2-24) zeigt, dass die hochfrequenten Fehleranteile des Beschleunigungssignals nur wenig zum Fehler im Signal für die Winkelgeschwindigkeit beitragen, wobei auch hier vorausgesetzt ist, dass das Abtasttheorem in der Signalerfassung des Beschleunigungssignals erfüllt wird. Für $\omega_0 \rightarrow 0$ wird ω_{St} sehr groß. Bei sehr niedrigen Geschwindigkeiten ist die Geschwindigkeitsbestimmung aus dem Beschleunigungssignal somit nicht mehr möglich. Ein Beschleunigungssensor ist daher nur in Verbindung mit einem Positionssensor für die Erfassung der Drehzahl geeignet.

Im Antriebsregler werden das Beschleunigungssignal α_{mess} und die Position ε_{mess} in einem Modell verrechnet, wie Abb. 2-15 beispielhaft zeigt. Es handelt sich um einen Beobachterfilter zweiter Ordnung [FÖL-82]. Das Beschleunigungssignal wird zweifach integriert, um die Winkelgeschwindigkeit ω_{beob} und die Position ε_{beob} , die als Rückführungen für die Antriebsregelung genutzt werden, zu berechnen. Die Abweichung zwischen ε_{beob} und der gemessenen Position ε_{mess} wird über die Koeffizienten C1 und C2 auf die Integratoren zurückgeführt und geregelt. Durch geeignete Wahl von C1 und C2 kann die Grenzfrequenz des Filters sowie die Dämpfung in weitem Bereich variiert werden.

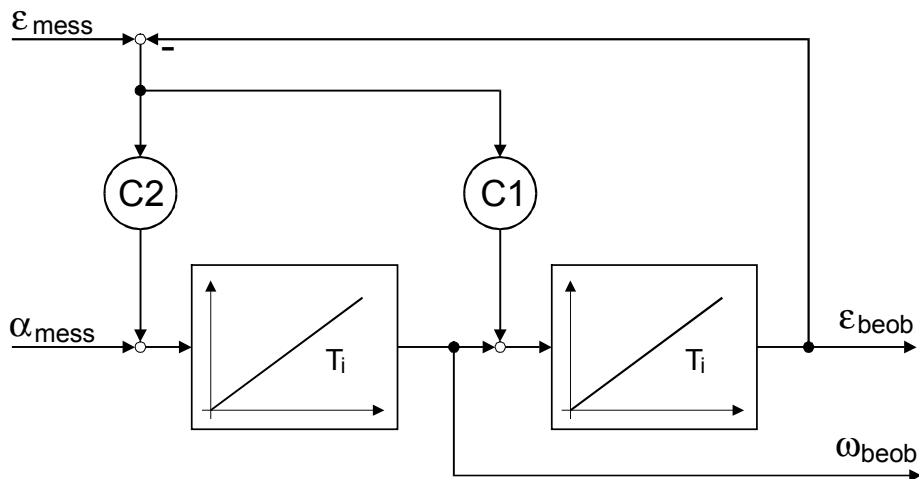


Abb. 2-15: Beobachtermodell – Drehzahlerfassung mit Beschleunigungssensor

2.4.2 Beschleunigungssensor nach dem Ferrarisprinzip

Die Messung der Drehbeschleunigung in Antrieben kann unter Nutzung des Ferraris-Prinzips erfolgen. Das Prinzip wurde bereits zwischen 1960 [GAN-60] und 1985 [SOB-85] erprobt, aber erst 1998 in Produkte umgesetzt [HÜB-01]. Abb. 2-16 a) zeigt den prinzipiellen Aufbau des Sensors. Er ähnelt dem einer Wirbelstrombremse. Eine elektrisch leitfähige Scheibe, z.B. aus Aluminium dreht sich auf der Welle und ragt in den Luftspalt des Sensorkopfes. Dieser besteht aus Polschuhen für das mit Permanentmagneten erzeugte Erregerfeld und mindestens einer Aufnehmerspule, die eine Spannung proportional zur Winkelbeschleunigung liefert.

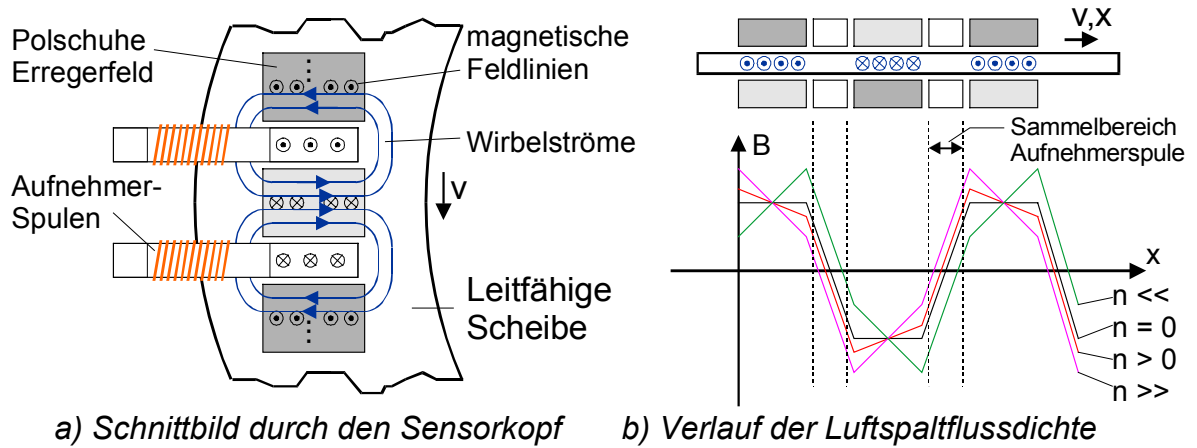


Abb. 2-16: Drehbeschleunigungssensor nach dem Ferrarisprinzip

Das Erregerfeld durchdringt die Scheibe. Bei Drehung der Scheibe fließt im Bereich der Erregerpole ein Strom in radialer Richtung. Diese Wirbelströme schließen sich im Außenbereich der Erregerpole. Das resultierende Magnetfeld ist von der Drehzahl abhängig, es ändert das Vorzeichen von Pol zu Pol. Bei Änderungen der Drehzahl resultiert eine Feldänderung im Sammelbereich der Aufnehmerspule mit der Grundfläche A , wie Abb. 2-16 b) vereinfacht zeigt. Die folgenden Gleichungen beschreiben den prinzipiellen Zusammenhang:

$$\vec{J} = \sigma \cdot \omega \cdot \vec{r} \times \vec{B}; \text{ in Richtung } \vec{B} \text{ erzeugt } \vec{J} \text{ das Feld } B_{res,J} = k \cdot J \quad (2-25)$$

$$U_{ind} = -N \cdot A \cdot \frac{dB_{res,J}}{dt} = -N \cdot A \cdot k \cdot \sigma \cdot \frac{d\omega}{dt} \cdot |\vec{r} \times \vec{B}| \quad (2-26)$$

Die Induzierte Spannung ist demnach der Winkelbeschleunigung proportional. Bei Drehung der Welle entstehen in der Scheibe Wirbelstromverluste, die diese erwärmen und sich auf die Leitfähigkeit σ und damit auf U_{ind} auswirken.

Gleichzeitig wird die Welle gebremst. Durch die Verluste in der Scheibe ist der Drehzahlbereich nach oben stark eingegrenzt.

Ein geänderter Aufbau verstärkt die Rückwirkung des Wirbelstromfeldes $B_{res,J}$ auf das Erregerfeld [WIL-99]. Die Verluste nehmen mit steigender Drehzahl nicht mehr stark zu, die Empfindlichkeit des Sensors nimmt dafür mit steigender Drehzahl ab. Diese Sensoren besitzen eine 3dB Grenzfrequenz bei $3000 \frac{1}{\text{min}}$.

Drehbeschleunigungssensoren nach dem Ferrarisprinzip eignen sich sehr gut für hochdynamische Regelungen von Direktantrieben. Die Auflösung der Geschwindigkeit wird stark erhöht und es können höhere Regelverstärkungen im Geschwindigkeits- und Lageregelkreis realisiert werden [PRI-98]. Eine weitere Anwendung ist die Erfassung und Ausregelung der Übertragungsfehler der Verzahnung von Getrieben [SLA-01]. Die Grenzen in der Anwendung sind durch die Kosten und den begrenzten Drehzahlbereich gegeben.

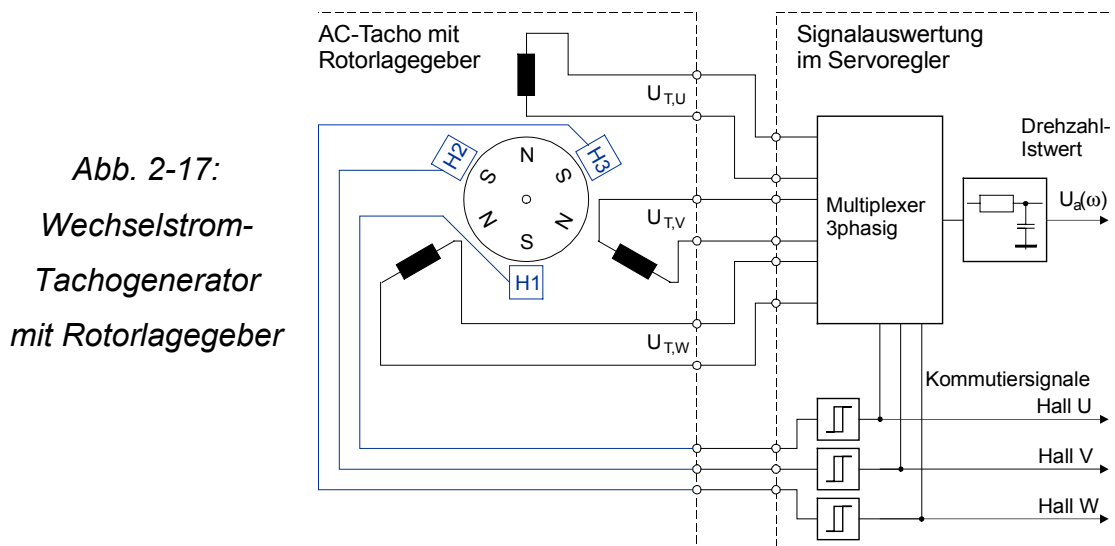
2.5 Direkte Messung der Drehzahl

Die direkte Messung der Drehzahl vermeidet die Umrechnungen der Zustandsgrößen nach Kapitel 2.3.1 oder Kapitel 2.4.1. Der Messwert kann unmittelbar für die Regelung des Antriebs verwendet werden. Bereits mit der Entwicklung der ersten automatisch gesteuerten Werkzeugmaschinen wurden die möglichen Verfahren zur elektrischen Messung der Geschwindigkeit intensiv untersucht und erprobt [BUD-58]. Mit der Einführung der Servoantriebe wurden Tachogeneratoren verschiedener Bauart für die Regelung der Drehzahl eingesetzt, andere Verfahren erfuhren keine weite Verbreitung.

Gleichstrom-Tachogeneratoren gehören zur Gruppe der elektrodynamischen Wandler. Im Aufbau entsprechen sie den Gleichstrommaschinen. Die Wicklung rotiert im feststehenden Erregerfeld, das häufig über Permanentmagnete erzeugt wird. Die induzierte Spannung ist der Drehzahl direkt proportional, sie wird über Bürsten vom Läufer abgenommen und kann direkt auf den Drehzahlregler zurückgeführt werden. Durch verschiedene konstruktive Maßnahmen, wie die Erhöhung der Anzahl der Pole, die Schrägung des Ankerblechpakets und die Verwendung spezieller Bürstenwerkstoffe, wird die Welligkeit der Ausgangsspannung bei konstanter Drehzahl minimiert.

Hochwertige Gleichstrom-Tachogeneratoren ermöglichen in Verbindung mit Servoreglern in analoger Technik einen großen Drehzahlregelbereich, typisch bis zu $1:10^5$. Der Linearitätsfehler liegt dabei unter 0,1%, die Restwelligkeit des Drehzahlsignals unter 0,5% bezogen auf die Istdrehzahl [ANA-01]. Nachteilig ist die Verwendung der Bürsten, um das Messsignal zum Stator zu übertragen. Sie begrenzen die zulässige Maximaldrehzahl sowie die Lebensdauer des Gebers. Die Messung sehr kleiner Drehzahlen ist ebenfalls problematisch. Das mechanische Spiel in der Bürstenlagerung sowie die vom Drehwinkel abhängige Reibung zwischen Kommutator und Bürsten führen zu einer kleinen Hysterese in der Drehzahlerfassung beim Wechsel der Drehrichtung.

Wechselstrom-Tachogeneratoren gehören zur Gruppe der elektromagnetischen Geber, bei denen ein magnetisches Erregersystem innerhalb einer ortsfesten Wicklung rotiert. Sie arbeiten ohne Bürsten und vermeiden damit deren Nachteile. Diese Synchrongeneratoren mit Permanenterregung liefern im Betrieb eine trapezförmige Wechselspannung, deren Frequenz und Amplitude der Drehgeschwindigkeit proportional ist. Über Hallsensoren wird die Rotorlage des Tachogenerators wie auch des Läufers der Maschine erfasst. Ihr Signal wird im Servoregler für die elektronische Gleichrichtung der Generatorspannung und für die Kommutierung des Antriebsmotors verwendet, wie Abb. 2-17 zeigt.



Wechselstrom-Tachogeneratoren zeichnen sich durch die hohe Lebensdauer, den weiten Drehzahlbereich sowie die niedrigen Herstellungskosten aus. Nachteilig ist die auf 1% - 3% des Drehzahlwertes erhöhte Welligkeit des elektronisch kommutierten Ausgangssignals, die sich besonders bei hohen Drehzahlen negativ auswirkt.

2.6 Drehgeber im Vergleich

Wichtige Daten der in Kapitel 2.3 bis 2.5 vorgestellten Sensoren zur Winkel- und Drehzahlerfassung sind basierend auf den genannten Quellen in Tab. 2-3 zusammengefasst.

Die Angaben zum Winkelfehler beziehen sich auf ein System, bestehend aus dem Geber, einem ca. 5m langen Anschlusskabel nach Herstellerspezifikation sowie der Auswerteelektronik für den Winkelgeber. Größere Kabellängen haben einen Einfluss auf die erreichbare Winkelgenauigkeit.

Bei konstanter Drehzahl dominiert meist eine Frequenz die Welligkeit des Drehzahlwertes. Aliasfrequenzen durch Unterabtastung der Spursignale erschweren bei Gebern hoher Periodenzahl diese Angabe.

Die Daten zur Bandbreite der Drehzahlerfassung beziehen sich ebenfalls auf den Geber mit Auswerteelektronik. Geber mit hoher Periodenzahl m_0 und inkrementeller Signalübertragung sind vorteilhaft [POL-95].

Die Aufstellung der Grenzdaten ist keinesfalls vollständig. Der wichtige Parameter Lebensdauer des Gebers wurde ausgeklammert. Er ist in hohem Maße von der Umgebungstemperatur, von der Art und dem Auftreten von Schmutz sowie von der Schock- und Schwingungsbeanspruchung abhängig. In den meisten Applikationen sind hier Geber mit elektromagnetischem Messeffekt ohne Eigenlagerung im Vorteil.

Lösungen mit Tachogeneratoren oder Beschleunigungssensoren für die Drehzahlerfassung erfordern zusätzlich einen Winkelgeber für die Positionsregelung und die Kommutierung. Dies ist bei der Bewertung der Kosten für die Geber und die Signalauswertung zu berücksichtigen.

Anmerkungen zu Tab. 2-3:

- 1) Die Drehzahlangabe gilt für typische Hohlwellenresolver ohne eigene Lagerung
- 2) Bei niedrigeren Strichzahlen sind Drehzahlen bis 10 000 1/min möglich
- 3) Rechnerische Größe auf Basis der maximalen Ausgangsfrequenz des Sensorkopfes
- 4) Absinken der Kleinsignalempfindlichkeit des Beschleunigungssignals um -3dB
- 5) Typische Marktpreise 2000, Preisspanne optischer Inkrementalgeber: 80 Euro bis 250 Euro
- 6) Preis kann in Abhängigkeit des gewählten Realisierungskonzeptes stark abweichen
- 7) Laut Herstellerangabe

Tab. 2-3: Typische technische Daten der Drehgeber für Servoantriebe im Vergleich

Gebertyp	Positionserfassung			Drehzahlerrfassung		Grenzdaten			Kosten (1000 Stck.)			
	Anzahl m ₀ Perioden	Auflösung n in einer Periode	Gesamt- Auflösung ε in [1' / 60 °]	Winkel- Fehler [1' = 1' / 60 °]	Auflösung t _{AB} =0,2ms in [1' / min]	Welligkeit bei n = 6000 1' / min in [1' / min,ss]	maximale Drehzahl in [1' / min]	Umgeb. Temp. T _U in [°C]	Gewicht / Trägheits- moment d. Rotors	Band- breite ω _{gr} [kHz]	Geber ⁵⁾ [Euro]	Anteilige ⁶⁾ Elektronik [Euro]
Resolver	1 (bis 4)	2 ¹⁶	2 ¹⁶ == 0,33'	± 10'	4,6	± 40 f _{St} ≈ 200 Hz	> 20 000 ¹⁾	-55 bis + 155	≈ 2 · 10 ⁻⁴ Kgm ²	≈ 8kHz (nur 1kHz bei RDC)	≈ 30€	≈ 40€
Optischer Inkrementalgeber mit Rechtecksignalen (Heidenhain, Hübner)	2 ¹²	4	2 ¹⁴ == 1,32'	± 1,5'	18	± 6 f _{St} nicht definiert	< 5 000 ²⁾ (f _{gr} = 300kHz)	-20 – +85 (auch bis +100)	≈ 4 · 10 ⁻⁶ Kgm ²	> 20kHz	≈ 80€	< 10€
Magnetischer Inkrementalgeber mit analogen Spursignalen (Zahnrad d = 76mm)	2 ⁸	2 ¹⁰	2 ¹⁸ == 0,08'	± 1'	1,1	± 4 f _{St} nicht definiert	< 45 000 ³⁾ (f _{gr} = 200kHz)	-40 bis +120	Große bewegte Masse	> 20kHz	≈ 190€ (Sensor + Zahnrad)	≈ 30€
Optischer Inkrementalgeber mit analogen Spursignalen	2 ¹⁰	2 ¹⁰	2 ²⁰ == 0,02'	± 0,5'	0,29	± 2 f _{St} nicht definiert	< 12 000 (f _{gr} = 250kHz)	-20 – +85 (auch bis +100)	≈ 4 · 10 ⁻⁶ Kgm ²	> 20kHz	≈ 100€	≈ 30€
Beschleunigungssensor nach Ferraris-Prinzip in Verbindung mit einem analogem Inkrementalgeber	Abhängig vom zusätzlich eingesetzten Winkelgeber				< 0,01 ⁷⁾	Keine Angaben	< 3 000 ⁴⁾	Keine Angaben	Große bewegte Masse	≈ 6kHz	≈ 80€	≈ 10€
Gleichstrom-Tachogenerator	Abhängig vom zusätzlich eingesetzten Winkelgeber				< 0,3	30 f _{St} ≈ 3 kHz	< 10000	-30 bis +130	≈ 1 · 10 ⁻⁴ Kgm ²	≈ 2kHz	≈ 100€	< 10€
Wechselstrom- Tachogenerator	Abhängig vom zusätzlich eingesetzten Winkelgeber				< 1	200 f _{St} ≈ 600 Hz	> 20 000	-30 bis +130	≈ 3 · 10 ⁻⁴ Kgm ²	≈ 2...4kHz	≈ 40€	< 10€

Die Preisspanne der Geber reicht von 30 Euro für den Resolver bis zu 250 Euro für Geberkombinationen, bestehend aus einem Inkrementalgeber mit analogen Spursignalen und einem Beschleunigungssensor nach dem Ferrarisprinzip. Die Kosten für die Geberauswertung liegen bei den Gebern mit analogen Ausgangssignalen im Bereich von 30 Euro bis 40 Euro. Der geringe Unterschied erklärt sich aus der Funktion der Geberauswertung. Es wird in allen Fällen ein 2-Kanal ADU sowie eine nachgeschaltete digitale Elektronik benötigt.

Der Drehzahlbereich der Gebersysteme ist nach unten durch die Quantisierung des Drehzahlwertes in der Messwerterfassung und nach oben durch die zulässige Maximaldrehzahl des Gebers begrenzt. Beim Resolver ist die Drehzahl nach oben durch die Welligkeit auf dem Drehzahlsignal aufgrund des Winkelfehlers beschränkt. Abb. 2-18 verdeutlicht den Zusammenhang zwischen Kosten und Drehzahlbereich der bislang in den Servoantrieben verwendeten Drehgeber.

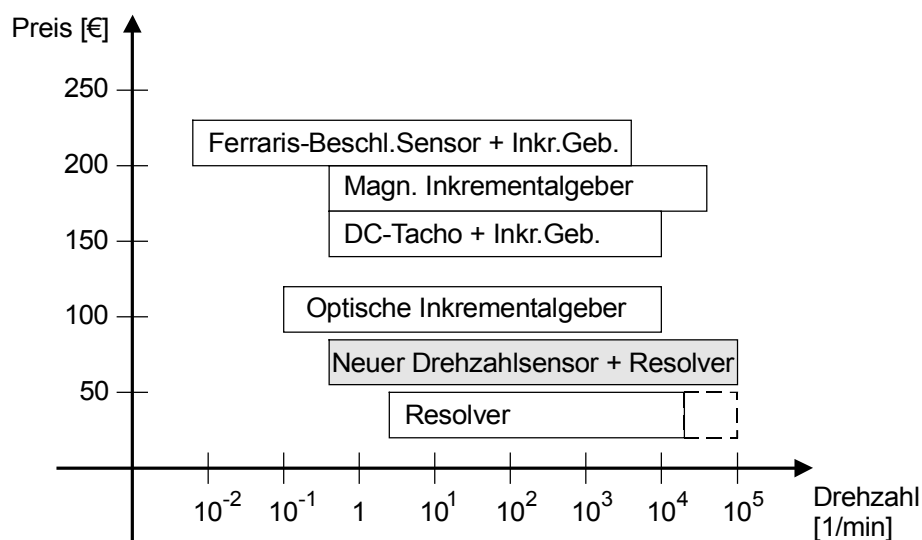


Abb. 2-18: Drehzahlbereich und Kosten der Drehgeber für Servoantriebe

Es fehlt ein preiswertes und robustes System für einen großen Temperaturbereich, das eine höhere Drehzahlaufösung und einen weiteren Drehzahlbereich bietet, als der Resolver. Durch einen zusätzlichen robusten und preiswerten Sensor zur direkten Drehzahlerfassung kann der Einsatzbereich eines Resolvers nach unten erweitert werden. Eine Erweiterung des Arbeitsbereiches zu hohen Drehzahlen ergibt sich, wenn der Sensor eine gute Linearität sowie eine geringe überlagerte Welligkeit besitzt. Abb. 2-18 zeigt auch die Einordnung dieses neuen Systems – grau hinterlegt.

3 Drehzahlerfassung über den elektrodynamischen Messeffekt

Das Induktionsgesetz in bewegter Materie lautet in allgemeiner Form [LAU-85]:

$$\oint_{\text{Rand von } A} \vec{E} d\vec{s} = - \iint_A \dot{B}_n dA + \oint_{\text{Rand von } A} (\vec{v} \times \vec{B}) d\vec{s} \quad (3-1)$$

Die induzierte Spannung in einem bewegten Körper setzt sich somit aus zwei Anteilen zusammen:

Term 1 - der elektromagnetische Messeffekt - ergibt sich aus der zeitlichen Änderung der Normalkomponente des magnetischen Flusses innerhalb einer umschlossenen Fläche.

Term 2 - der elektrodynamische Messeffekt - wird durch die Bewegung des Leiters im Magnetfeld verursacht.

Die in Kapitel 2.5 betrachteten Gleichstrom-Tachogeneratoren nutzen den elektrodynamischen Messeffekt, die Wechselstrom-Tachogeneratoren nutzen den elektromagnetischen Messeffekt. Die elektrischen Leiter bilden bei beiden Bauformen eine räumlich verteilte Wicklung aus einzelnen Drähten. Das magnetische Feld ist gerichtet. Die magnetischen und elektrischen Eigenschaften des Rotors sind somit vom Drehwinkel abhängig. Dies ist der Grund für die Welligkeit, die dem zur Drehzahl proportionalen Ausgangssignal überlagert ist. Die Welligkeit lässt sich zwar durch erhöhten konstruktiven Aufwand verringern, aber nie gänzlich vermeiden.

Der elektrodynamische Messeffekt liefert gemäß (3-1) ein Signal, das der Drehgeschwindigkeit direkt proportional ist. Die Welligkeit des Drehzahlsignals wird verschwinden, wenn der Rotor ideale isotrope magnetische und elektrische Eigenschaften besitzt. Das Messprinzip erscheint daher besonders geeignet für die hochauflösende Messung der Drehzahl in einem weiten Bereich.

Anwendung fand der elektrodynamische Messeffekt bereits in der Vergangenheit in Unipolargeneratoren und Wirbelstromdrehzahlsensoren, die nachfolgend näher betrachtet und bewertet werden.

3.1 Der Unipolargenerator

Beim Unipolargenerator rotiert ein leitfähiger Körper in einem homogenen und axialsymmetrischen Magnetfeld. Abb. 3-1 zeigt das Funktionsprinzip und die technische Ausführung industriell gefertigter Unipolargeneratoren [MOC-93]. Die induzierte Bewegungsspannung wird über Bürstenkontakte an dem rotierenden Teil, der als Scheibe oder Glocke ausgebildet ist, abgenommen.

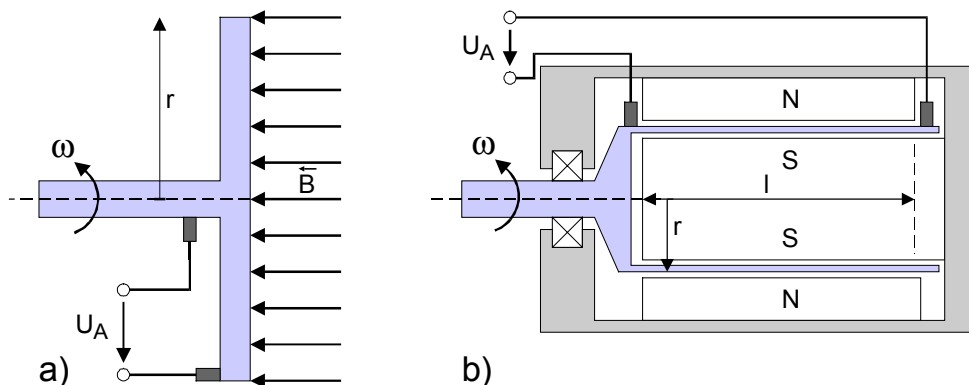


Abb. 3-1: a) Prinzip-Skizze b) technische Ausführung d. Unipolargenerators

Aus (3-1) ergibt sich die Ausgangsspannung des Unipolargenerators zu:

$$U_A = \frac{r^2 B}{2} \cdot \omega \text{ für die Ausführung gemäß Abb. 3-1 a)} \quad (3-2)$$

$$U_A = r l B \cdot \omega \text{ für die Ausführung Abb. 3-1 b)} \quad (3-3)$$

Die Ausgangsspannung ist eine reine Gleichspannung. Der Innenwiderstand des Generators ist sehr klein, der Generator kann also hohe Ströme liefern. Die Drehzahlmessung erfolgt aber nur dann ohne Rückwirkung auf die antreibende Welle, wenn dem Generator kein Strom entnommen wird.

Nachteilig ist die geringe Ausgangsspannung von $U_{ind} \approx 10 \text{ mV je } 1000 \text{ } 1/\text{min}$ bei vertretbaren Abmessungen des Gebers. Die erforderlichen Bürsten begrenzen die zulässige Maximaldrehzahl, sie führen bei niedrigen Drehzahlen zu Störungen und sie begrenzen die Lebensdauer. Sonderausführungen mit Quecksilberkontakten erreichen Drehzahlen bis zu $50\,000 \text{ } 1/\text{min}$, konnten sich aber aus Gründen der Betriebssicherheit nicht durchsetzen. Ein robustes Messsystem mit weitem Drehzahlbereich kann mit Unipolargeneratoren voraussichtlich nicht zu geringen Kosten realisiert werden.

3.2 Wirbelstromsensoren mit Gleichfelderregung

Ist das Erregermagnetfeld räumlich auf einen Teil der Scheibe nach Abb. 3-1 a) begrenzt, führt die in diesem Teil induzierte Bewegungsspannung zu Wirbelströmen, die im Bereich des Erregerfeldes annähernd geradlinig verlaufen und sich außerhalb des Erregermagnetfeldes ringförmig schließen.

Für die Wirbelstromdichte im Bereich des Erregerfeldes gilt:

$$\vec{J} = \sigma \cdot \vec{E} = \sigma \cdot (\vec{v} \times \vec{B}) \quad (3-4)$$

Damit verknüpft ist die Lorentz-Kraft

$$\vec{F} = \vec{J} \times \vec{B} \quad (3-5)$$

Wirbelstrombremsen nach Abb. 3-2 a), b) basieren auf dieser Kraftwirkung. Die Drehzahl kann bestimmt werden, indem die Kraft bzw. das Drehmoment zwischen Erregermagnet und Scheibe gemessen wird. Abb. 3-2 c) zeigt einen Wirbelstromdrehzahlmesser. Über eine Messwelle wird die Drehbewegung auf die leitfähige Metallglocke übertragen. Der innen liegende Permanentmagnet ist über eine Drehfeder gelagert. Die Winkelauslenkung des Erregermagneten ist für kleine Drehzahlen proportional zur Drehzahl der Metallglocke.

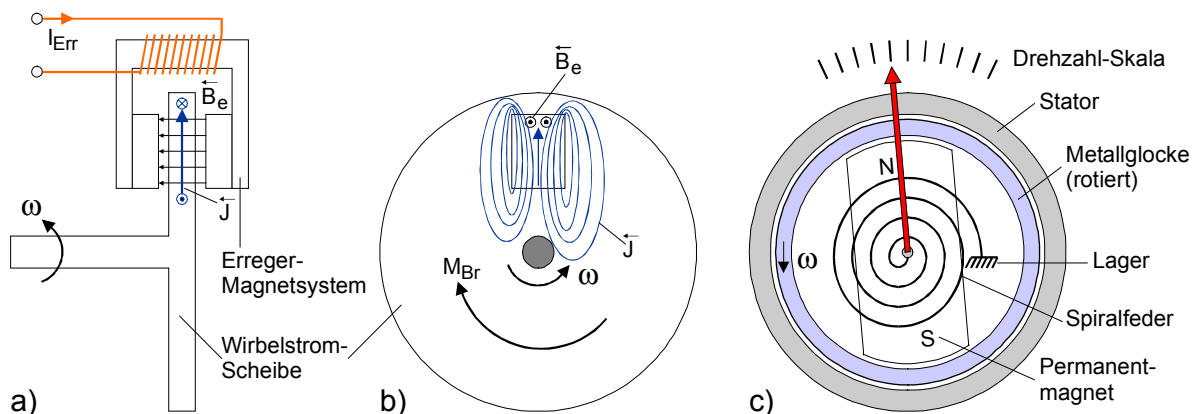


Abb. 3-2: a) Scheibenförmige Wirbelstrombremse,
b) Verlauf der Wirbelströme in der Scheibe,
c) Wirbelstromsdrehzahlmesser

Budnick beschreibt ein empfindliches Geschwindigkeitsmessgerät auf Basis einer Kraftmessung, bei dem das Geschwindigkeitssignal als elektrische Größe vorliegt. Ein Metallband wird mit der Geschwindigkeit v durch ein Erregermagnetsystem geführt. Das Erregersystem wird proportional zur

Geschwindigkeit ausgelenkt. Diese Auslenkung wird über einen Differentialkondensator gemessen und über eine Kompensationswicklung mittels Regelverstärker zu Null geregelt. Der Kompensationsstrom ist ein direktes Maß für die Geschwindigkeit. Das Messgerät eignet sich für Ruhsystem bezogene Messungen der Geschwindigkeit im Bereich von 1mm/s bis 10m/s und hat eine Anstiegszeit von 0,7ms. Nachteilig ist die Empfindlichkeit des Messsystems gegenüber mechanischen Erschütterungen [BUD-58].

Die Wirbelströme I_w erzeugen ihrerseits ein Magnetfeld B_w . Dieses Feld überlagert sich dem Erregerfeld B_e . Abb. 3-3 zeigt die Normalkomponente der magnetischen Flussdichte im Bereich des Luftspaltes. Solange die Wirbelströme nicht zu groß sind und der Einfluss von B_w auf das resultierende Gesamtfeld vernachlässigt werden kann, gilt näherungsweise gemäß (3-4):

$$B_w \sim I_w \sim v \cdot B_e \quad (3-6)$$

Die Amplitude von B_w ist proportional zur Drehgeschwindigkeit. Sie kann mit Magnetfeldsensoren gemessen und in elektrische Größen umgesetzt werden.

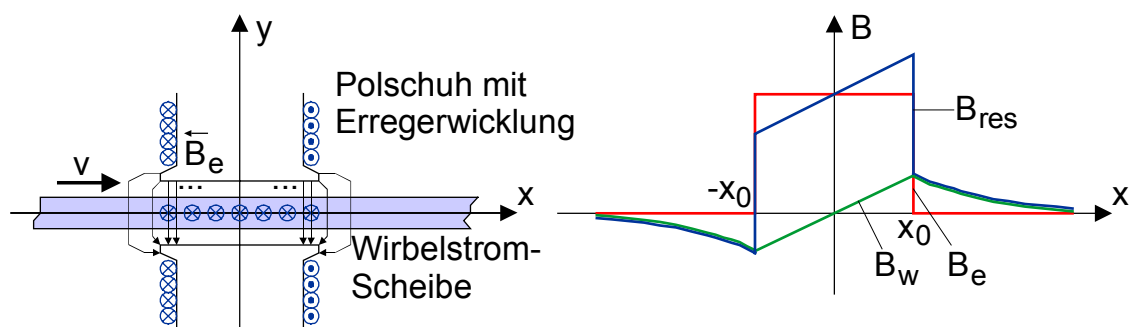


Abb. 3-3: Magnetische Flussdichte im Luftspalt der Wirbelstrombremse

Gutknecht misst das Feld B_w außerhalb des Erregerfeldes. Er verwendet für die Magnetfeldmessung einen Ferritkern, dessen Permeabilität über einen Steuerstrom hoher Frequenz moduliert wird. Eine Messwicklung auf dem Kern liefert nun eine Wechselspannung, deren Amplitude dem Feld B_w proportional ist. Das Signal wird gleichgerichtet und einem Regelverstärker zugeführt. Dieser speist die Steuerwicklung zusätzlich mit einem Gleichstrom, der den Arbeitspunkt des Magnetverstärkers verschiebt und so das äußere Feld B_w kompensiert. Der Gleichstrom ist proportional zur Geschwindigkeit der Scheibe [GUT-70]. Der Vorteil des Verfahrens ist die gute Linearität und die Nullpunktstabilität. Erreicht wird ein Messbereich von 1:1000 mit einer Bandbreite von $\omega_{gr} = 4\text{kHz}$.

Trenkler verwendet zwei magnetfeldabhängige Widerstände, die an den beiden Polkanten des Erregersystems an den Stellen $\pm x_0$ angeordnet werden. Wie Abb. 3-3 zeigt, ist der Einfluss von B_w hier am stärksten ausgeprägt. Durch die Verschaltung der Widerstände in einer Halbbrücke wird der Einfluss des Erregerfeldes B_e eliminiert [TRE-71b]. Die Anordnung eignet sich für dynamische Messungen an Antrieben. Die Welligkeit des Drehzahlsignals beträgt nur 0,1% bezogen auf die Nutzspannung [TRE-72].

Der Verlauf der magnetischen Flussdichte an den Polkanten erfordert eine sehr präzise Positionierung der Magnetfeldsensoren. Außerhalb des Polbereiches wirken sich Abstandsänderungen zwischen Scheibe und Sensor schon stark auf die resultierende magnetische Flussdichte aus. Die magnetfeldabhängigen Widerstände besitzen eine starke Temperaturabhängigkeit und ein nicht zu vernachlässigendes Rauschen. Diese Gründe erschweren die Reproduktion und damit die kommerzielle Nutzung dieser Art der Drehzahlerfassung.

Durch die Plazierung einer Aufnehmerspule anstelle der Magnetfeldsensoren im Bereich der Polkanten wird die Anordnung zum Beschleunigungsaufnehmer nach dem Ferrarisprinzip gemäß Kapitel 2.4.2.

Frühe theoretische Untersuchungen der Wirbelstromverteilung orientieren sich an den technischen Anwendungen, wie der Wirbelstrombremse, mit dem Ziel, die Bremskraft zu optimieren. Zimmermann führt hierzu auch Messungen zur Magnetfeldverteilung unter den Erregerpolen bei variabler Drehgeschwindigkeit der Leiterscheibe durch [ZIM-21].

Wagner befasst sich ausführlich mit der Optimierung der Anordnung der Erregerpole und mit der Positionierung der Magnetfeldsensoren für die Drehzahlbestimmung [WAG-77]. Er schlägt vor, die Magnetfeldsensoren mittig an den beiden Polkanten in z -Richtung nach Abb. 3-3 anzuordnen. Ebenso wie Trenkler misst er die Normalkomponente der Feldes B_w .

Er vergleicht die verschiedenen Berechnungsverfahren für die Wirbelstromverteilung auf Basis der Arbeiten Rüdenbergs, Rogowskis und von v. Weiss und Kleinwächters. Allen drei Ansätzen liegt eine Geometrie mit einer dünnen Leiterplatte und einem kleinem Luftspalt zugrunde, wobei verschiedene Polgeometrien verwendet werden. Die Stromdichte in der Leiterplatte variiert in x - und z -Richtung, nicht aber in y -Richtung. Im Bereich der Erregerpole wird das

Magnetfeld B_e homogen oder im Falle Rüdenbergs sinusförmig in x - und z -Richtung vorausgesetzt. Nur der Ansatz von Rüdenberg berücksichtigt die Rückwirkung der Wirbelströme auf das erregende Magnetfeld. Wagner verwendet daher dessen Ansatz zur Feldberechnung und erhält sowohl in der Rechnung als auch in der Messung eine degressive Kennlinie für die Ausgangsspannung des Sensors in Abhängigkeit der Geschwindigkeit des Leiterbandes. Ursache hierfür ist gerade die Rückwirkung des Wirbelstromfeldes B_w , welches das Erregerfeld B_e schwächt. Der Anwendungsbereich des Sensors ist daher auf Leitergeschwindigkeiten im Bereich $v < 2 \text{ m/s} \dots 5 \text{ m/s}$ beschränkt.

3.3 Wirbelstromsensoren mit Wechselfelderregung

Abb. 3-4 a) zeigt ein vereinfachtes Modell des Wirbelstromsensors mit Wechselfelderregung. Das Erregerfeld ist im Polbereich homogen. Im Luftspalt bewegt sich eine dünne, leitfähige Platte mit der Geschwindigkeit v_x .

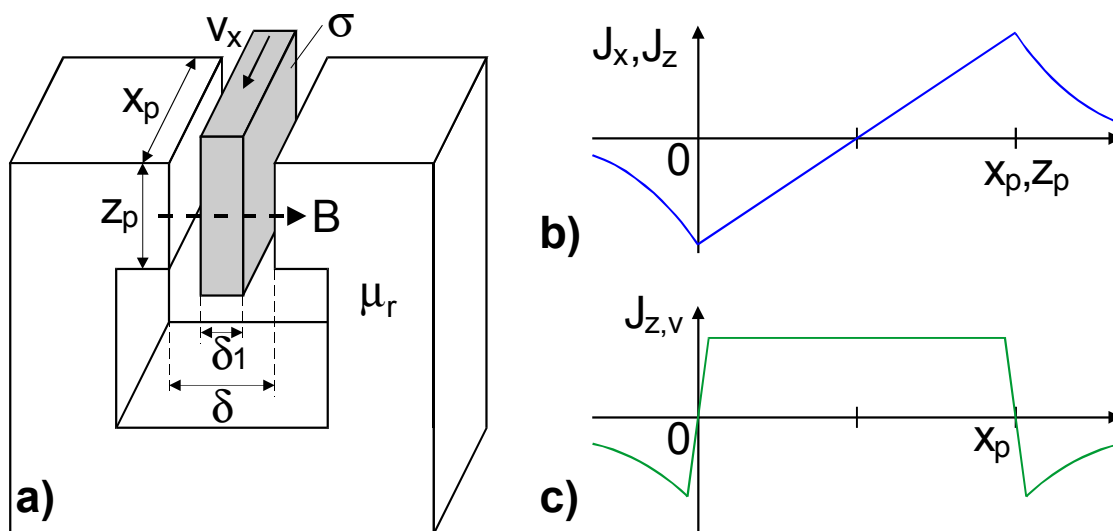


Abb. 3-4: a) Modell für Wirbelstromdrehzahlsensor mit Wechselfelderregung
 b) Stromdichteverteilung aufgrund der Wechselfelderregung (vereinfacht)
 c) Stromdichteverteilung aufgrund der Bewegung mit v_x (vereinfacht)

Die Wicklung des Erregersystems wird bei dieser Ausführung mit einem Wechselstrom gespeist. Das Erregerfeld B_e ist somit ein magnetisches Wechselfeld mit $\dot{B}_e \neq 0$. Nach Gleichung (3-1) werden bereits bei $v_x = 0$ im Leiter Wirbelströme induziert. Die Rückwirkung der Wirbelströme auf das

erregende Magnetfeld wird für diese einfache Betrachtung vernachlässigt. Die Wirbelströme, deren Stromdichteverteilung in Abb. 3-4 b) dargestellt ist, besitzen eine x - und eine z -Komponente. Bei Vernachlässigung der Richtungsänderung der Wirbelströme an den Polecken gilt für diese vereinfacht:

$$J_x(t, z) = \sigma \cdot \omega \cdot B_e(t) \cdot 2 \cdot z \quad \text{und} \quad J_z(t, x) = \sigma \cdot \omega \cdot B_e(t) \cdot 2 \cdot x \quad (3-7)$$

Bei Bewegung des Leiters kommen die Wirbelströme aufgrund der elektrodynamischen Induktion hinzu, wie Abb. 3-4 c) zeigt.

$$J_{z,v}(t, x) = \sigma \cdot v_x \cdot B_e(t) \quad (3-8)$$

Es handelt sich ebenfalls um Wechselströme mit Erregerfrequenz mit denen das Feld B_w verkettet ist, wie Abb. 3-3 für den Sensor mit Gleichfelderregung zeigt. Die Messung dieses Feldes erfolgt im einfachsten Fall über eine Spule.

Durch einen symmetrischen Aufbau mit paarigen Erregersystemen oder Messspulen wird erreicht, dass sich die Felder der Wirbelströme im Stillstand kompensieren oder zumindest im Messsystem keine Spannung induziert wird. Der Aufbau dieses Wirbelstromsensors entspricht prinzipiell einem zwei-phasigen Ferrarismotor mit einem Scheiben- oder Glockenläufer [HÖL-68].

Eine einfache Anordnung mit einem Erregersystem und zwei Messsystemen zur Messung der Drehgeschwindigkeit einer leitfähigen Scheibe mit Netzfrequenz beschreibt ein Patent der AEG [GRI-41]. Die Wicklungen der Messsysteme werden gegensinnig in Reihe geschaltet, so dass sich die induzierten Spannungen in den Messwicklungen im Stillstand aufheben. Die Messorte wurden so gewählt, dass die Felder B_w bei Drehung additiv gemessen werden.

Abb. 3-5 zeigt die Ausführung, die am weitesten verbreitet und auch in Serienprodukten eingesetzt wurde [EME-59]. Die Welle, deren Drehzahl erfasst werden soll, endet in einer Glocke aus Kupfer. Das Ständerblechpaket trägt vier Spulen, die jeweils um 90° versetzt sind. Je zwei gegenüberliegende Spulen werden in Reihe geschaltet. Sie bilden das Erregersystem, die anderen beiden Spulen bilden das Messsystem. Die Glocke rotiert im Luftspalt zwischen dem Ständer und einem feststehenden Eisenkern, dem magnetischen Rückschluss. Die Erregerwicklung wird mit Wechselströmen im Bereich von 50Hz bis 400Hz gespeist. Die symmetrische Anordnung und die Verschaltung der Messsysteme sorgt wiederum dafür, dass nur bei Drehung der Glocke eine Wechselspannung gemessen wird. Die Amplitude ist proportional zur Drehzahl, die Phasenlage in

Bezug auf den Erregerstrom definiert die Drehrichtung. Typische Geber liefern bei ca. 10W Erregerleistung Ausgangsspannungen von 1V je 1000 $1/\text{min}$. Der Drehzahlbereich ist aufgrund der niedrigen Erregerfrequenz und aufgrund der mechanischen Stabilität der Glocke auf ca. 10000 $1/\text{min}$ begrenzt [TRE-71a].

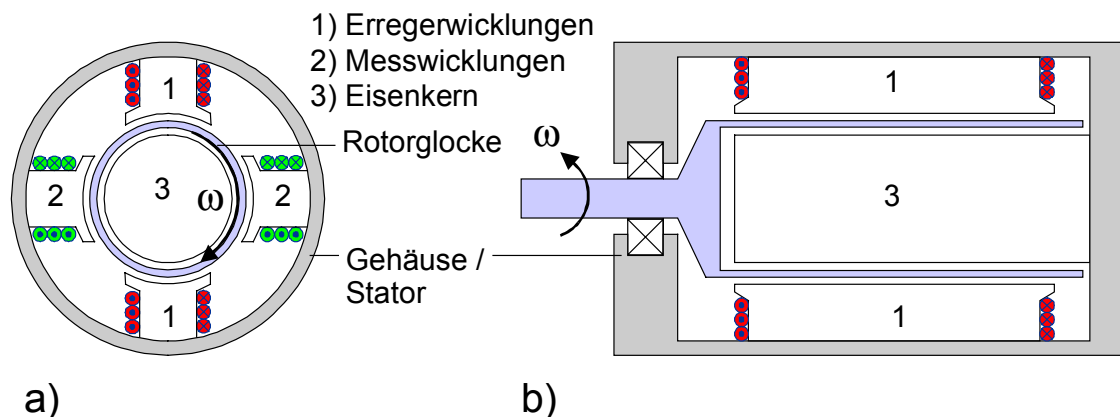


Abb. 3-5: Ausführung des Wirbelstromgebers mit Wechselfelderregung

Eine weitere Konstruktion ähnelt einer Asynchronmaschine mit massiveisernem Rotor. Die Glocke und der Rückschluss entfallen. Die ferromagnetische und elektrisch leitfähige Welle wird durch den Ständer geführt. Die Erregerfrequenz beträgt 50Hz. Die Konstruktion ist sehr robust und eignet sich zum Messen niedriger und langsam veränderlicher Drehzahlen [HAR-74].

Rohrbach verwendet in dem „Rotatiometer“ Erregerfrequenzen bis zu 3,5 kHz. Dabei nimmt er eine Phasenverschiebung zwischen Erregerspannung und Ausgangsspannung in der Messwicklung in Kauf. Vor einer dünnen Leitterscheibe ähnlich Abb. 3-2 a) sind je zwei runde Erreger- und Messsysteme angeordnet. Die Geometrie der Pole entspricht der nach v. Weiss und Kleinwächter. Er weist nach, dass das Wirbelstromprinzip auch für die Messung schnell veränderlicher Geschwindigkeiten geeignet ist [ROH-63].

Die Wirbelstromsensoren mit Wechselfelderregung eignen sich nicht nur für die direkte Drehzahlmessung. Sie werden in präzisen analogen Rechenschaltungen in Verbindung mit Servoverstärkern als Integratoren verwendet. In der Avionik werden sie in Servoregelkreisen mit Resolvem als Dämpfungsgenerator zur Stabilisierung des Regelkreises eingesetzt [WIL-59].

Die Wirbelstromdrehzahlsensoren sind aufgrund ihrer Konstruktion äußerst robust und prinzipiell auch für sehr hohe Drehzahlen geeignet. Da das Feld im gesamten Polbereich des Messsystems erfasst wird, wirken sich mechanische

Toleranzen viel weniger aus, als bei den vorgestellten Wirbelstromsensoren mit Gleichfelderregung.

Der Linearitätsfehler der Drehzahlsensoren auf Wirbelstrombasis ist im Bereich niedriger Drehzahlen sehr klein. Bei hohen Drehzahlen verläuft die Drehzahlkennlinie degressiv, kann aber durch eine geeignete Beschaltung der Erregerwicklung linearisiert werden [BIN-60]. Asymmetrien der Wicklungssysteme führen zu einer Ausgangsspannung bei Drehzahl Null. Diese Nullspannung kann in der Signalauswertung elektronisch kompensiert werden. Eine weitere Möglichkeit ist die Verwendung von Korrekturwicklungen im Sensor selbst.

Der Temperaturkoeffizient der elektrischen Leitfähigkeit der Scheibe wirkt sich proportional auf die Wirbelströme und damit auf die Ausgangsspannung aus. Die Verwendung von Manganin oder Konstantan als Leitermaterial reduziert dieses Problem erheblich, gleichzeitig wird aber die Wirbelstromdichte und damit auch die Ausgangsspannung verringert. Die Ausgangsspannung hängt direkt von der Dicke der Leiterscheibe ab. Eine geringe Restwelligkeit der Ausgangsspannung erfordert daher eine präzise Bearbeitung dieses Bauteils.

Schnelle Bewegungsvorgänge der Servoantriebe können bei den vorgestellten Wirbelstromdrehzahlsensoren aufgrund der niedrigen Erregerfrequenzen nicht vollständig erfasst werden. Die sinnvolle Abtastrate der Regelung ist auf die Erregerfrequenz beschränkt. Drehzahlsensoren auf Basis von Wirbelströmen mit Wechselfelderregung haben daher bislang keine Verwendung in hochdynamischen Servoantrieben gefunden.

In der angegebenen Literatur findet sich keine geschlossene analytische Berechnung der Wirbelstromdrehzahlsensoren mit Wechselfelderregung. Die vorgestellten Sensoren verwenden das Modell einer Wirbelstrombremse oder das Modell eines Ferrarismotors mit einem Läufer in Glockenform [KOC-61]. Das Modell hat die folgenden Eigenschaften:

- Der magnetische Kreis ist geschlossen, das Erregerfeld ist definiert.
- Im Luftspalt bewegt sich die elektrisch leitfähige Scheibe oder Glocke.
- Die Leiterscheibe ist so dünn, dass die Stromdichte über der gesamten Dicke der Scheibe konstant ist, der Skin-Effekt wird nicht berücksichtigt.

- Der Luftspalt ist sehr klein, um eine gute magnetische Kopplung zu erzielen. Dies reduziert die erforderliche Leistung zur Speisung der Erregerwicklung.
- Die Wirbelströme aufgrund der elektromagnetischen Induktion sind klein gegenüber den Wirbelströmen aus dem elektrodynamischen Messeffekt, die Rückwirkung dieser Ströme auf das Erregerfeld wird häufig vernachlässigt.

3.4 Wirbelstromsensoren für hohe Erregerfrequenzen

Der Einsatz des Wirbelstromdrehzahlsensors in Verbindung mit Servoantrieben ist nur sinnvoll, wenn die Erregerfrequenz gegenüber den beschriebenen Ausführungen wesentlich erhöht werden kann. Eine untere Grenze für die Erregerfrequenz ist durch die Abtastfrequenz im Drehzahlregelkreis des Servoantriebs gegeben. Sie beträgt typisch $f_{AB} = 2\text{kHz}$ bis $f_{AB} = 20\text{kHz}$. Die Voraussetzungen für die Berechnung des Sensors auf Basis des einfachen Modells aus Kapitel 3.3 sind bei diesen hohen Erregerfrequenzen nicht mehr gegeben:

Die elektrische Zeitkonstante der Wirbelströme in der leitfähigen Scheibe führt dazu, dass die Wirbelströme kleiner als erwartet und in der Phase gegenüber dem anregenden magnetischen Wechselfeld verschoben sind. Das Modell nach Abb. 3-4 a) und b) zeigt, dass sich die Wirbelströme zu einer Stromschleife unter den Polkanten konzentrieren lassen. Die Zeitkonstante kann nun näherungsweise bestimmt werden:

Die Induktivität der Stromschleife errechnet sich näherungsweise zu:

$$A_L = \mu_0 \cdot \frac{x_p z_p}{\delta} \quad (3-9)$$

Der Widerstand der Stromschleife R_{ges} setzt sich aus je zwei Anteilen in x - und in z -Richtung zusammen:

$$R_x = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{x_p}{\delta_1 z_p} \quad \text{und} \quad R_z = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{z_p}{\delta_1 x_p} \quad (3-10)$$

$$R_{ges} = 2R_x + 2R_z \quad (3-11)$$

$$R_{ges} = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{2}{\delta_1} \cdot \left(\frac{x_p}{z_p} + \frac{z_p}{x_p} \right) \quad (3-12)$$

Die elektrische Zeitkonstante errechnet sich abschließend zu:

$$T_R = \frac{A_L}{R_{ges}} = \sigma \mu_0 \cdot \frac{\delta_l}{2\delta} \cdot \frac{x_p^2 z_p^2}{x_p^2 + z_p^2} \quad (3-13)$$

Die Lösung unterscheidet sich um den Faktor zwei von dem von Wagner gefundenen Wert für den Wirbelstromsensor mit Gleichfelderregung, besitzt aber die gleiche Lösungsstruktur. Eine kleine elektrische Zeitkonstante erfordert folglich kleine Abmessungen der Pole mit einer langen, schmalen Geometrie. Der Luftspalt muss groß sein, die elektrische Leitfähigkeit möglichst klein.

Für die Messung der Winkelgeschwindigkeit ω_{mech} wird Gleichung (3-8) mit dem mechanischen Zusammenhang $v_x = \omega_{mech} p_0 x_p / \pi$ umgeschrieben:

$$J_{z,v}(t) = \frac{\sigma p_0 \omega_{mech} x_p}{\pi} B_e(t) \quad (3-14)$$

Daraus resultieren gegensätzliche Anforderungen. Eine großes Ausgangssignal erfordert kräftige Ströme in der Scheibe, also eine große Stromdichte $J_{z,v}(t)$ und eine große Schichtdicke δ_l . Erreicht wird dies durch eine große elektrische Leitfähigkeit sowie eine große Polteilung x_p . Darüber hinaus ist eine hohe Polpaarzahl anzustreben.

Die Erwärmung der Leiterscheibe soll möglichst gering und vor allem unabhängig von der Drehzahl sein, damit die Messung möglichst rückwirkungsfrei erfolgt. Aus dem Vergleich der Amplituden der Wirbelströme nach (3-7) mit (3-8) ergeben sich die Anforderungen:

$$\frac{p_0 \omega_{mech}}{\omega} \ll \pi \frac{z_p}{x_p} \quad \text{und} \quad \frac{p_0 \omega_{mech}}{\omega} \ll \pi \quad (3-15)$$

Die Polteilung in der Bewegungsrichtung x ist folglich möglichst klein gegenüber der Länge in z zu wählen.

Bei hohen Erregerfrequenzen kann der Skin-Effekt nicht mehr vernachlässigt werden. Bei Erregerfrequenzen im kHz-Bereich und üblichen metallischen Werkstoffen liegt er im Bereich weniger Millimeter. Die Skin-Eindringtiefe für die Normalkomponente eines magnetischen Wechselfeldes, welches auf leitfähige Materie trifft, errechnet sich nach [LEY-94], [KOH-95] zu:

$$\delta_{SK} = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_0 \mu_r \sigma}} \quad (3-16)$$

Die Annahme einer konstanten Stromdichte über der gesamten Scheibendicke ist nicht länger möglich. Die Verdrängung der Wirbelströme zur Scheibenoberfläche führt zu einer Verringerung der Wirbelströme und damit des Ausgangssignals sowie zu einer Verringerung der elektrischen Zeitkonstanten. Der Skin-Effekt sorgt auch für eine starke Konzentration der Wirbelströme unter den Polkanten [BEN-90]. Eine Vergrößerung der Polteilung führt nun nicht mehr zu größeren Wirbelströmen, wie in (3-14) beschrieben.

Zusammenfassend ist der Wirbelstromdrehzahlsensor für hohe Erregerfrequenzen konstruktiv so auszulegen, dass ein guter Kompromiss zwischen den teils widersprüchlichen Anforderungen erreicht wird. Die folgenden Kriterien lassen sich bereits auf Basis der bisherigen Betrachtungen formulieren:

- Die Erregerfrequenz ist möglichst hoch zu wählen, $\omega \gg p_o \omega_{mech}$. Die obere Begrenzung ergibt sich durch die elektrische Zeitkonstante des Rotors.
- Aufgrund des starken Skin-Effektes ist ein magnetischer Rückschluss nicht zwingend erforderlich. Das Erregerfeld dringt in den leitfähigen Rotor ein und wird mit zunehmender Eindringtiefe bis auf Null gedämpft.
- Der Luftspalt zwischen der Polfläche des Erregersystems und dem leitfähigen rotierenden Teil soll möglichst klein und definiert sein, um eine gute magnetische Einkopplung zu erreichen.
- Die Ausdehnung der Pole in z -Richtung soll groß gegenüber der Polteilung x_p gewählt werden, dies verringert die elektrische Zeitkonstante und erweitert den Messbereich zu hohen Drehzahlen.
- Die Polpaarzahl wird größtmöglich gewählt. Dies steigert die Empfindlichkeit des Sensors. Mechanische Fehler, wie Exzentrizitäten, wirken sich weniger stark aus. Die resultierenden Störfrequenzen auf dem Ausgangssignal werden hin zu hohen Frequenzen mit $m_0 \omega_{mech}$ verlagert und stören weniger.
- Ein Sensor mit radialer Feldrichtung ist gegenüber einer axialen Feldanordnung zu bevorzugen. Die Geschwindigkeit v_x ist dann auf der gesamten Oberfläche des Rotors gleich.

Diese Anforderungen führen zur analytischen Feldberechnung des folgenden Kapitels mit dem mechanischen Modell des Sensors im Kapitel 4.2.1.

4 Berechnung des Wirbelstromsensors

4.1 Grundlagen

Die qualitativen Überlegungen aus Kapitel 3.4 zur Ausführung des Sensors zeigen, dass die elektrischen und magnetischen Vorgänge im Sensor nicht getrennt betrachtet werden können. Die Rückwirkungen der Wirbelströme im Rotor auf das erregende Wechselfeld aufgrund der elektromagnetischen und elektrodynamischen Induktion müssen vollständig berücksichtigt werden. Erforderlich ist daher eine elektromagnetische Feldberechnung auf Basis der Maxwellschen Gleichungen für quasistationäre Felder, bei denen lediglich die Verschiebungsstromdichte \vec{D} vernachlässigt werden kann [LAU-85].

$$1. \text{ Maxwellsche Gleichung: } \operatorname{rot} \vec{H} = \vec{J} \quad (4-1)$$

$$2. \text{ Maxwellsche Gleichung: } \operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (4-2)$$

$$3. \text{ Maxwellsche Gleichung: } \operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad (4-3)$$

$$4. \text{ Maxwellsche Gleichung: } \operatorname{div} \vec{D} = \rho \text{ (nicht verwendet)} \quad (4-4)$$

Zudem bestehen für die einzelnen elektromagnetischen Feldgrößen noch die bekannten Materialbeziehungen:

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} \quad (4-5)$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (4-6)$$

$$\vec{D} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \vec{E} \text{ (nicht verwendet)} \quad (4-7)$$

Die Gleichungen sind in den verschiedenen räumlichen Bereichen des Sensors, wie Stator, Luftspalt und Rotor, zu lösen. Insbesondere der Verlauf der magnetischen Flussdichte im Luftspalt sowie die Stromdichteverteilung und Flussdichte im Rotor sind dabei von Interesse, weil sich aus diesen Größen die Kenndaten des Sensors, wie die Drehzahlkennlinie und der Frequenz- und Phasengang errechnen.

Der Wirbelstromdrehzahlsensor ähnelt im Aufbau in wesentlichen Punkten einer Asynchronmaschine mit massivem Läufer. Für diesen Maschinentyp finden sich in der Literatur einige Beispiele für die Lösung der Maxwell'schen Gleichungen.

Numerische Lösungsansätze basieren häufig auf einer direkten Auswertung der Maxwell'schen Gleichungen [HAR-85], [HAG-95], [GOT-93].

Die Einführung des Vektorpotentials \vec{V} für die Lösung der Feldgleichungen bietet sich bei analytischen Berechnungen an, insbesondere wenn die geometrischen Verhältnisse eine Reduktion auf eine zweidimensionale Problemstellung zulassen oder besondere Symmetriebedingungen vorliegen. [RIE-77], [PRE-90], [BOC-96].

\vec{V} ist eine mathematische Hilfsgröße und heißt „Vektorpotential“, weil die magnetische Flussdichte aus ihr durch Differenzieren zu erhalten ist. Da jedes quellenfreie Feld durch seine Wirbel darstellbar ist, folgt aus der 3. Maxwell'schen Gleichung (4-3):

$$\vec{B} = \text{rot} \vec{V} \quad (4-8)$$

Das Vektorpotential ist nur bis auf eine additive Funktion $\text{grad } \varphi$ bestimmt. Eindeutigkeit und Rechenvorteile werden durch eine sinnvolle Nebenbedingung hergestellt [LAU-85], [PHI-92]:

$$\text{div} \vec{V} = 0 \quad (4-9)$$

Mit der 1. Maxwell'schen Gleichung (4-1) ergibt sich für konstantes μ_r in den einzelnen Bereichen :

$$\text{rot} \text{rot} \vec{V} = \mu_0 \mu_r \vec{J} \quad (4-10)$$

Die Rechenvorschrift $\text{rot} \text{rot} \vec{V} = \text{grad} \text{div} \vec{V} - \Delta \vec{V}$ und die Nebenbedingung (4-9) ermöglichen eine weitere Vereinfachung für die Bestimmung der Stromdichte unter Verwendung des Laplace-Operators:

$$\Delta \vec{V} = -\mu_0 \mu_r \vec{J} \quad (4-11)$$

Die 2. Maxwell'sche Gleichung (4-2) schließlich wird unter Verwendung von Gleichung (4-8) umgeschrieben zu:

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{V}}{\partial t} \quad (4-12)$$

Die Grundgleichung für die elektromagnetische Feldberechnung unter Verwendung des Vektorpotentials ergibt sich aus (4-11) und (4-12) mit Berücksichtigung der Materialbeziehung (4-6):

$$\Delta \vec{V} = \sigma \mu_0 \mu_r \frac{\partial \vec{V}}{\partial t} \quad (4-13)$$

Diese Differentialgleichung ist unter Berücksichtigung der elektrischen und mechanischen Randbedingungen in den verschiedenen Raumbereichen zu lösen. Anschließend wird die magnetische Flussdichte über die Beziehung (4-8) sowie die Stromdichte über die Gleichungen (4-12) und (4-6) bestimmt.

4.2 Randbedingungen

4.2.1 Das mechanische Modell

Einen Schnitt in radialer Richtung durch den Sensor zeigt Abb. 4-1 a). Der Stator enthält Nuten, in denen die einphasige Erregerwicklung und die Messwicklung liegen. Das Erregerfeld dringt über den Luftspalt in den Rotor ein und erzeugt dort Wirbelströme. Der Rotor besteht aus homogenem Material, er ist kraftschlüssig mit der rotierenden Welle verbunden. In axialer Richtung besitzt der Stator die Länge l_e . Tab. 4-1 definiert die Materialeigenschaften in den drei Bereichen. Der Rotor ist elektrisch leitfähig, seine magnetische Permeabilität μ_r ist konstant und unabhängig von der magnetischen Induktion. Die Materialeigenschaften des Rotors sind isotrop.

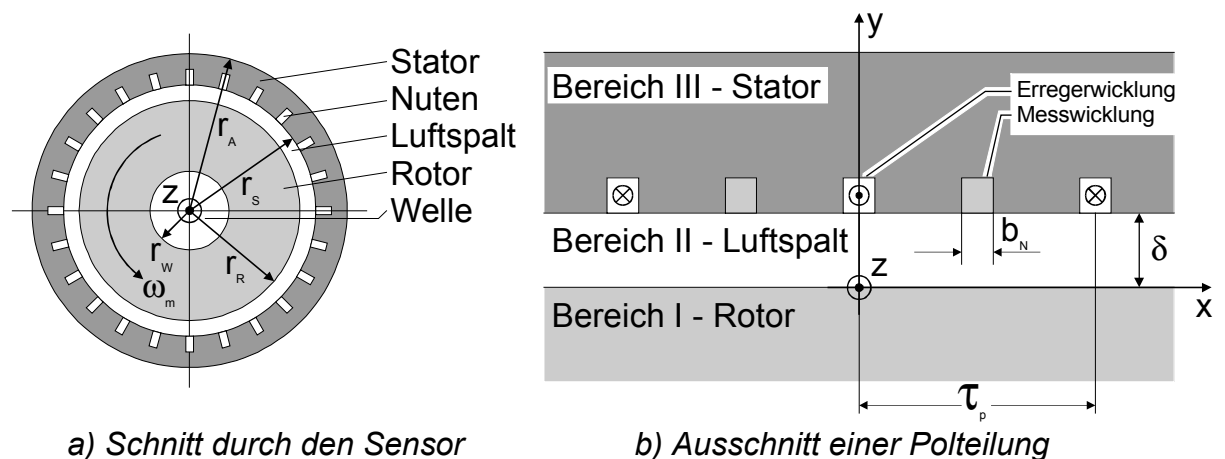


Abb. 4-1: Querschnitt durch den Sensor

Tab. 4-1: Materialeigenschaften in den drei Modellbereichen

Elektrische und magnetische Zuordnungen			
Bereich I	Rotor	$\mu_0 \cdot \mu_r$	σ
Bereich II	Luftspalt	μ_0	$\sigma = 0$
Bereich III	Stator	$\mu_0 \cdot \mu_s \rightarrow \infty$	$\sigma = 0$

Abb. 4-1 b) zeigt einen Detailausschnitt des Sensors mit dem in der nachfolgenden Berechnung gewählten kartesischen Koordinatensystem, Tab. 4-2 enthält die verwendeten Maße.

Die Polteilung erstreckt sich über zwei Nutabstände, um eine möglichst hohe Polpaarzahl zu realisieren. Die Erregerwicklung und die Messwicklung sind um 90° elektrisch, also um jeweils eine Nut versetzt im Stator angeordnet. Die Wicklung ist somit als Einlochwicklung ausgeführt.

Tab. 4-2: Bemaßung des Modells

Geometrische Zuordnungen	
r_A	Außenradius Stator
r_S	Innenradius Stator
r_R	Außenradius Rotor
r_W	Wellenradius
p_0	Polpaarzahl
τ_p	Polteilung des Stators: $\tau_p = \frac{\pi \cdot r_S}{p_0}$
b_N	Breite der Nuten im Stator
δ	Luftspalt: $\delta = r_S - r_R$
l_e	Länge des Stators in z-Richtung
ω_m	Winkelgeschwindigkeit, mechanisch

Aufgrund der hohen Polpaarzahl ist die Rotorkrümmung innerhalb der Polteilung nur gering. Der Luftspalt δ muss klein sein gegenüber der Polteilung τ_p des Stators, damit das Erregerfeld möglichst vollständig in den Rotor eindringt. Die hohen Erregerfrequenzen führen zu einer geringen Skin-Eindringtiefe der Wirbelströme in den Rotor, selbst wenn dieser nicht ferromagnetisch ist. Fehler in der Feldberechnung aufgrund einer Vernachlässigung der Krümmung sind unter diesen Randbedingungen gering [RIE-77].

Die Berechnung erfolgt daher in den gewählten kartesischen Koordinaten, wodurch sich insbesondere die Auswertung des Laplace-Operators in (4-13) deutlich vereinfacht.

Die Skin-Eindringtiefe der Wirbelströme im Rotor sei klein gegenüber der Dicke des Rotors ($r_R - r_W$). Die im Bereich der Welle fließenden Wirbelströme sind folglich sehr klein. Eine gesonderte Berücksichtigung der Welle als Bereich IV in der Berechnung ist dann nicht erforderlich. Das Modell verwendet stattdessen einen Bereich I - Rotor, der in negative y -Richtung unbegrenzt ausgedehnt ist.

Eine weitere Vereinfachung ist die Reduktion der analytischen Berechnung auf ein zweidimensionales Modell, dem die Annahme zugrunde liegt, dass die Feldgrößen nicht von der Koordinate z abhängig sind. Modellgemäß fließen die Wirbelströme nur in axialer Richtung. Die tangentielle Komponente im Stirnbereich wird zunächst vernachlässigt. Zulässig ist diese Vorgehensweise, wenn die Ausdehnung des Sensors in axialer Richtung groß gegenüber der Polteilung ist oder wenn die Stirnflächen eine wesentlich höhere Leitfähigkeit als der Rest des Rotors aufweisen [BOC-96].

Da es das Ziel ist, den Sensor in das Motorgehäuse zu integrieren, ist eine kompakte Bauweise erforderlich, die zwangsweise zu einer begrenzten axialen Länge führt. Die zuvor genannte Voraussetzung für die zweidimensionale Betrachtung ist nur bedingt erfüllt. Der Einfluss der begrenzten Länge sowie der tangentialen Ströme im Stirnbereich muss daher mit Vereinfachungen abgeschätzt und bei der Berechnung der Sensordaten berücksichtigt werden.

Der Wirbelstromsensor arbeitet mit hohen Erregerfrequenzen. Eine zulässige Vereinfachung besteht in der Annahme, dass sich die mechanische Winkelgeschwindigkeit des Rotors innerhalb einer Periode der Erregerfrequenz nur wenig oder nicht ändert. Die analytische Berechnung geht daher von einem stationären Betrieb aus.

4.2.2 Der Statorstrombelag

Da die Wicklungen in den Nuten im Bereich III – Stator andere magnetische Eigenschaften aufweisen, als der Stator selbst, wird das Modell weiter vereinfacht, wie Abb. 4-2 darstellt.

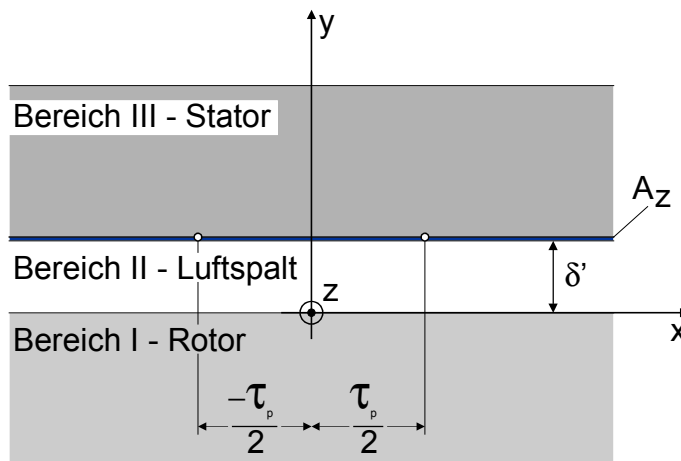


Abb. 4-2: Vereinfachtes Sensormodell mit Strombelag

Die Nuten werden aus dem Modell eliminiert, ihr Einfluss kann durch den Luftspalt δ' , der über den „Carterschen Faktor“ modifiziert wird, in der Berechnung berücksichtigt werden [NÜR-63]. Die Messwicklung wird vereinfacht zu einer konzentrierten Leiterschleife an der Stelle $x = \pm \tau_p/2$. Diese Vereinfachung ist möglich, wenn die Breite der Nuten klein gegenüber der Polteilung ist. Die Messwicklung verhält sich elektrisch neutral, wenn in ihr kein Strom fließt, die Eingangsimpedanz der Signalverarbeitung also groß gegenüber der Ausgangsimpedanz der Messwicklung gewählt wird.

Der Strom in der Erregerwicklung wird als Strombelag auf der Innenseite des Stators, also bei $y = \delta'$ berücksichtigt [TAE-71]. Tab. 4-3 enthält die elektrischen Kenndaten der Wicklungen.

Tab. 4-3: Daten der Wicklung

Elektrische Kenndaten der Wicklung	
\hat{I}_p	Erregerstrom - Scheitelwert
N_p	Anzahl der Drähte in einer Nut der Erregerwicklung
N_s	Anzahl der Drähte in einer Nut der Messwicklung
ω	Elektrische Erreger- / Trägerfrequenz

Die Speisung der Erregerwicklung erfolgt mit einem sinusförmigen Strom, der in axialer Richtung im Bereich der zugehörigen Nuten fließt:

$$I_p(t) = \hat{I}_p \cdot \cos(\omega t) \quad (4-14)$$

Der Statorstrombelag hat nur eine Komponente in axialer (z-)Richtung, die eine Abhängigkeit von x besitzt und periodisch mit $2 \cdot \tau_p$ ist (vgl. Abb. 4-1 b)):

$$\begin{aligned} A_z(x, t) &= \frac{N_p I_p(t)}{b_N} & \text{für: } -\frac{b_N}{2} \leq x \leq \frac{b_N}{2} \\ A_z(x, t) &= -\frac{N_p I_p(t)}{b_N} & \text{für: } \tau_p - \frac{b_N}{2} \leq x \leq \tau_p + \frac{b_N}{2} \\ A_z(x, t) &= 0 & \text{für: } \frac{b_N}{2} < x < \tau_p - \frac{b_N}{2}, \quad -\tau_p + \frac{b_N}{2} < x < -\frac{b_N}{2} \end{aligned} \quad (4-15)$$

Den Verlauf des Strombelages (4-15) in x -Richtung zeigt Abb. 4-3. Die vorliegende Geometrie kann nicht, wie in der Berechnung von elektrischen Maschinen mit Wicklungen hoher Lochzahl üblich, als „Grundwellenmaschine“ abgehandelt werden. Der Verlauf des Strombelages weicht stark von der Sinusform ab, so dass große Ungenauigkeiten in der Rechnung zu erwarten sind. Neben der Grundwelle müssen daher auch die Oberwellen berücksichtigt werden. Aufgrund der Periodizität kann $A_z(x, t)$ in einer Fourierreihe entwickelt werden [BRO-85].

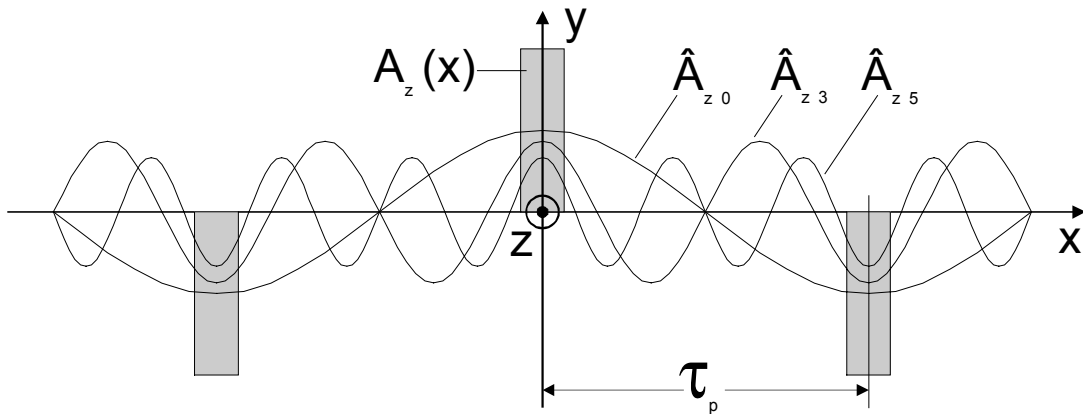


Abb. 4-3: Strombelagverteilung - Fourierzerlegung

Der Nullpunkt des Koordinatensystems und die Position einer Nut der Erregerwicklung fallen zusammen. Daher ergeben sich wechselnde Vorzeichen der Fourierkoeffizienten in der Reihenentwicklung:

$$A_z(x, t) = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{N_p I_p(t)}{b_N} \cdot \sum_{v=1,3,\dots} \left[\frac{(-1)^{\frac{(v-1)}{2}}}{v} \cdot \cos\left(\frac{v\pi(\tau_p - b_N)}{2\tau_p}\right) \cdot \cos\left(\frac{v\pi x}{\tau_p}\right) \right] \quad (4-16)$$

Der Strombelag hat ein ortsfestes magnetisches Wechselfeld zur Folge. Über das Additionstheorem (4-17) für trigonometrische Funktionen gelingt die Zerlegung in zwei vom Nullpunkt in $\pm x$ -Richtung wandernde Strombeläge.

$$\cos(\omega t) \cdot \cos\left(\frac{v\pi x}{\tau_p}\right) = \frac{1}{2} \left(\cos\left(\omega t + \frac{v\pi x}{\tau_p}\right) + \cos\left(\omega t - \frac{v\pi x}{\tau_p}\right) \right) \quad (4-17)$$

Der Strombelag schreibt sich nun:

$$A_z(x, t) = \sum_v A_{z,v} \cdot \cos(\omega t + a_v x) \quad \text{mit } v = (2z+1) \text{ und } z \in Z \quad (4-18)$$

Die Wellenzahl v nimmt sowohl positive als auch negative ungerade Werte an: ($v > 0$) beschreibt die in negative x -Richtung, also „gegenlaufenden“, ($v < 0$) die in positive x -Richtung, also „mitlaufenden“, Wellen. Die Fourierkoeffizienten sowie Wellenzahlen in x -Richtung aus (4-16) werden dabei wie folgt abgekürzt:

$$A_{z,v} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{N_p \hat{I}_p}{b_N} \cdot \frac{(-1)^{\frac{(|v|-1)}{2}}}{|v|} \cdot \cos\left(\frac{v\pi(\tau_p - b_N)}{2\tau_p}\right) \quad (4-19)$$

$$a_v = \frac{v\pi}{\tau_p} \quad (4-20)$$

Aufgrund der harmonischen Erregung bietet sich für die Strombelagwellen die Phasorenschreibweise an. Dabei beschreibt $A_{z,v}$ den Scheitelwert und nicht den Effektivwert der sinusförmigen Größe:

$$\underline{A}_z = \sum_{v=\pm 1, \pm 3, \dots} \underline{A}_{z,v} = \sum_{v=\pm 1, \pm 3, \dots} (A_{z,v} e^{j a_v x}) \quad (4-21)$$

$$A_z(x, t) = \text{Re}\{\underline{A}_z e^{j\omega t}\} = \sum_{v=\pm 1, \pm 3, \dots} (A_{z,v} \cdot \text{Re}\{e^{j(\omega t + a_v x)}\}) \quad (4-22)$$

Das Ergebnis einer Simulation der auf ± 1 normierten Strombelagverteilung im Bereich $x = 0 \dots 2\tau_p$ mit $b_N = 0,2 \cdot \tau_p$ zum Zeitpunkt $t = 0$ zeigt Abb. 4-4:

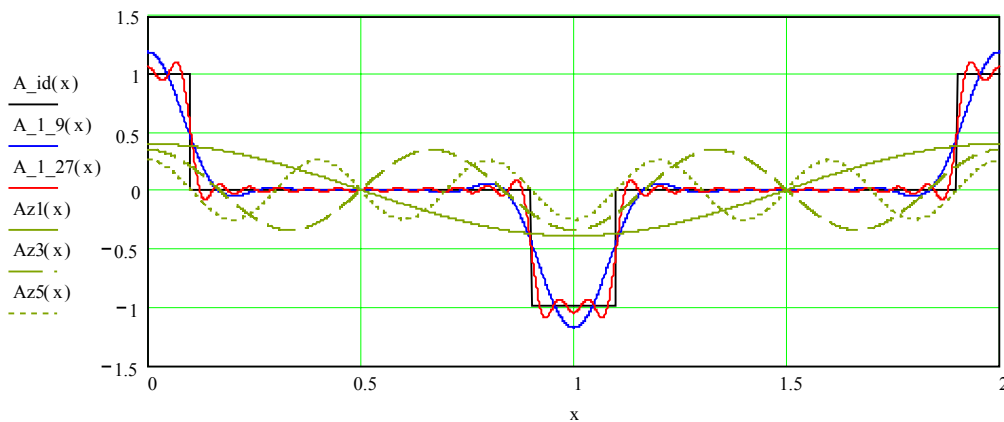


Abb. 4-4: Zugehörige Simulation der Strombelagverteilung: $A_{id}(x)$: Idealkurve;

$Az_{1_9}(x)$: $v = \pm 1 \dots \pm 9$; $Az_{1_27}(x)$: $v = \pm 1 \dots \pm 27$; Einzelwellen $v = \pm 1, \pm 3, \pm 5$

4.3 Lösung der Wellengleichung

In Gleichung (4-21) wurde für die Strombelagwellen die Phasorenschreibweise eingeführt. Auch für die elektromagnetischen Feldgrößen macht dieses Vorgehen Sinn [LAU-85]. Die Wellengleichung (4-13) wird für jede einzelne Strombelagwelle gelöst. Die Einzellösungen werden dann überlagert :

$$\vec{V} = \sum_{\nu=\pm 1, \pm 3, \dots} \vec{V}_{\nu} \quad (4-23)$$

Der axial gerichtete Strombelag führt zu Wirbelfeldern in der x - y -Ebene. Daher besitzt auch das Vektorpotential nur eine z -gerichtete und von z unabhängige Komponente, was auch in Gleichung (4-12) zum Ausdruck kommt. Die Wellengleichung für die ν -te Welle schreibt sich somit:

$$\Delta \underline{V}_{z,\nu} e^{j\omega t} = \sigma \mu_0 \mu_r \frac{\partial (\underline{V}_{z,\nu} e^{j\omega t})}{\partial t} \quad (4-24)$$

Die Auswertung des Laplace-Operators liefert mit der Nebenbedingung der unendlichen Länge des Sensors und unter Berücksichtigung der harmonischen Anregung die Helmholtz-Gleichung [LEE-88]:

$$\frac{\partial^2 \underline{V}_{z,\nu}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \underline{V}_{z,\nu}}{\partial y^2} - j\omega \sigma \mu_0 \mu_r \underline{V}_{z,\nu} = 0 \quad (4-25)$$

Die Gleichung ist über einen Separationsansatz, der die Form der anregenden Strombelagwelle berücksichtigt, lösbar [MOS-95]. Der Ansatz einer komplexen Amplitude $\hat{\underline{V}}_{z,\nu}(y)$ berücksichtigt dabei eine zusätzliche Phasenverschiebung des Vektorpotentials gegenüber den anregenden Strombelagwellen.

$$\underline{V}_{z,\nu} = \hat{\underline{V}}_{z,\nu}(y) \cdot e^{ja_{\nu}x} \quad (4-26)$$

Es ergibt sich eine homogene Differentialgleichung, die nur von y abhängig ist:

$$\frac{d^2 \hat{\underline{V}}_{z,\nu}(y)}{dy^2} - (a_{\nu}^2 + j\omega \sigma \mu_0 \mu_r) \hat{\underline{V}}_{z,\nu}(y) = 0 \quad (4-27)$$

Nach Einführung von α_{ν} zur Vereinfachung der Schreibweise lautet die allgemeine Lösung für die ν -te Welle [BRO-85]:

$$\hat{\underline{V}}_{z,\nu}(y) = \underline{C}_{\nu} e^{\alpha_{\nu}y} + \underline{D}_{\nu} e^{-\alpha_{\nu}y} \quad \text{mit} \quad \alpha_{\nu} = \sqrt{a_{\nu}^2 + j\omega \sigma \mu_0 \mu_r} \quad (4-28)$$

4.3.1 Der Luftspaltbereich

Im Luftspalt, Bereich II, fließen aufgrund der fehlenden elektrischen Leitfähigkeit keine Wirbelströme. Es gilt $\alpha_v = \sqrt{a_v^2} = |a_v|$. Die Lösungsgleichung (4-28) vereinfacht sich zu:

$$\hat{V}_{z,v,II}(y) = \underline{C}_{v,II} e^{|a_v|y} + \underline{D}_{v,II} e^{-|a_v|y} \quad (4-29)$$

Die Auswertung der Gleichung (4-8) $\vec{B} = \text{rot} \vec{V}$ liefert die Komponenten der magnetischen Flussdichte:

$$\underline{B}_{x,v,II} = \frac{\partial V_{z,v}}{\partial y} \quad \text{und} \quad \underline{B}_{y,v,II} = -\frac{\partial V_{z,v}}{\partial x} \quad (4-30)$$

Die vollständige Lösung für die Komponenten der Wellenzahl v der magnetischen Flussdichte lautet im Luftspalt:

$$\underline{B}_{x,v,II}(x, y) = |a_v| \left(\underline{C}_{v,II} e^{|a_v|y} - \underline{D}_{v,II} e^{-|a_v|y} \right) \cdot e^{ja_v x} \quad (4-31)$$

$$\underline{B}_{y,v,II}(x, y) = -ja_v \left(\underline{C}_{v,II} e^{|a_v|y} + \underline{D}_{v,II} e^{-|a_v|y} \right) \cdot e^{ja_v x} \quad (4-32)$$

4.3.2 Die Skingleichung für den Rotorbereich

Die Lösung der Wellengleichung für den Rotor erfordert den Übergang in ein mit dem Rotor umlaufendes Koordinatensystem mit der Koordinate x_R . Die Zuordnung der Koordinatensysteme nach Abb. 4-1 erfordert dabei für $\omega_{mech} > 0$, dass sich der Rotor, Bereich I, in die negative x -Richtung bewegt. Die Winkelgeschwindigkeit des Rotors sei konstant, zum Zeitpunkt $t = 0$ gelte $x_R = x$. Für beliebige Punkte des Rotors x_R gilt zum Zeitpunkt t :

$$x_R = x - v_x t \quad (4-33)$$

Die Geschwindigkeit v_x errechnet sich dabei aus der Winkelgeschwindigkeit ω_{mech} bei vernachlässigter Rotorkrümmung mit $r_S \approx r_R$.

$$v_x = \omega_{mech} r_S \quad (4-34)$$

Eine beliebige Welle, die sich im Luftspalt mit $(\omega + a_v x)$ ausbreitet, breitet sich bezogen auf die Rotorkoordinate x_R mit $(\omega + a_v (x_R + v_x t))$ aus. Im Rotor haben die umlaufenden Wellen also geänderte Umlaufgeschwindigkeiten.

Die Frequenz der mitlaufenden Welle (Wellenzahl $\nu < 0$) ist bezogen auf den Rotor verringert, die der gegenlaufende Welle erhöht. Durch die Einführung des Schlupfes für die ν -te Welle wird die Änderung der Wellenfrequenz im Rotor deutlich. Dabei wurde die Definition der Polteilung aus Tab. 4-2 sowie Gleichung (4-20) verwendet.

$$s_\nu = 1 + \frac{\nu p_0 \omega_{mech}}{\omega} \quad (4-35)$$

Die getrennte Betrachtung der Wellengleichung für jede Ordnungszahl ν mit der abschließenden Überlagerung der Teillösungen setzt voraus, dass auch bei der höchsten Drehfrequenz des Rotors keine Intermodulationen zwischen den Wellen benachbarter Ordnungszahl im Rotor auftreten. Die Grenzbedingung für diese Interferenzen ist erreicht, wenn die Frequenz der $(\nu+2)$ -ten mitlaufenden Welle sich bis auf den Wert der ν -ten gegenlaufenden Welle verringert hat, also bei $s_{|\nu|} = -s_{(|\nu|+2)}$. Die maximal zulässige Ordnungszahl ν_g ist daher von der Winkelgeschwindigkeit abhängig:

$$\nu_{gr} < \frac{\omega}{p_0 \omega_{mech}} - 1 \quad (4-36)$$

Bei einem Sensor mit $p_0 = 6$, einer Erregerfrequenz von 10 kHz und einem Messbereich von 6000 1/min für die Drehzahl treten Intermodulationen also ab der 16. Harmonischen auf. Der Anteil der Wellen hoher Ordnungszahl am Vektorpotentialfeld ist daher insbesondere dann zu untersuchen, wenn der Sensor für die Messung hoher Drehgeschwindigkeiten eingesetzt werden soll.

Die allgemeine Lösung nach Wellengleichung (4-26) lautet für den Rotor unter der Voraussetzung, dass keine Intermodulationen auftreten:

$$\underline{V}_{z,\nu,I}(x,t) = \hat{\underline{V}}_{z,\nu,I}(y) \cdot e^{j(s_\nu \omega t + a_\nu x_R)} \quad (4-37)$$

Der Lösungsansatz (4-28) liefert mit α_ν zur Vereinfachung der Schreibung:

$$\hat{\underline{V}}_{z,\nu,I}(y) = \underline{C}_{\nu,I} e^{\alpha_\nu y} + \underline{D}_{\nu,I} e^{-\alpha_\nu y} \quad \text{mit} \quad \alpha_\nu = \sqrt{a_\nu^2 + j s_\nu \omega \sigma \mu_0 \mu_r} \quad (4-38)$$

Das Feld muss mit zunehmender Eindringtiefe in den Rotor aufgrund der Dämpfung durch die Wirbelströme immer schwächer werden und für $y \rightarrow -\infty$ ganz verschwinden. Diese Randbedingung ist nur zu erfüllen für $\underline{D}_{\nu,I} = 0$.

Dadurch reduziert sich die Lösung auf den Term $\underline{C}_{\nu,I} e^{\alpha_\nu y}$.

Lediglich der Realanteil von α_ν sorgt für die Dämpfung der Felder und Ströme im Rotor. Die Skin-Eindringtiefe $\delta_{SK,\nu}$ ist die Tiefe, in der die Felder auf den e^{-1} -ten Teil abgeklungen sind, also muss gelten $\delta_{SK,\nu} \cdot \text{Re}\{\alpha_\nu\} = 1$. Auf Basis von (4-38) ergibt sich der unübersichtliche Ausdruck für die Skin-Eindringtiefe des Sensors, der für praktische Anwendungen wieder vereinfacht werden kann:

$$\delta_{SK,\nu} = \frac{1}{\text{Re}\{\alpha_\nu\}} = \left(\frac{2}{a_\nu^2 + \sqrt{a_\nu^4 + (s_\nu \omega \sigma \mu_0 \mu_r)^2}} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (4-39)$$

Die Bedingung $a_\nu^2 \ll |s_\nu \omega \sigma \mu_0 \mu_r|$ ist bei den hier ausgeführten Sensoren mit Polteilungen im Bereich einiger Millimeter erfüllt, weil hohe Erregerfrequenzen und ein gut leitfähiges Rotormaterial verwendet werden. Es ergibt sich dann der bekannte Ausdruck für die Skin-Eindringtiefe nach [KÜP-93], [RIE-77]:

$$\delta_{SK,\nu} = \sqrt{\frac{2}{s_\nu \omega \sigma \mu_0 \mu_r}} \quad (4-40)$$

Im Rotor lautet die vollständige Lösung für die Komponenten der ν -ten Welle der magnetischen Flussdichte nach Auswertung der Gleichung (4-8) $\vec{B} = \text{rot} \vec{V}$:

$$\underline{B}_{x,\nu,I}(x,y) = \alpha_\nu \underline{C}_{\nu,I} e^{\alpha_\nu y} \cdot e^{ja_\nu x_R} \quad (4-41)$$

$$\underline{B}_{y,\nu,I}(x,y) = -ja_\nu \underline{C}_{\nu,I} e^{\alpha_\nu y} \cdot e^{ja_\nu x_R} \quad (4-42)$$

Neben der magnetischen Flussdichte ist auch die Stromdichteverteilung im Rotor von Interesse, da sie für die Bestimmung der Verlustleistung und des Bremsmomentes an der Welle benötigt wird. Gleichung (4-12) liefert die Verteilung der Wirbelstromdichte im Rotor, wobei die Materialbeziehung (4-6) verwendet wird:

$$\vec{J} = -\sigma \frac{\partial \vec{V}}{\partial t} \quad (4-43)$$

Sowohl \vec{V} als auch \vec{J} haben nur eine axiale Komponente. Mit der Lösung für das Vektorpotential im Rotorbereich ergibt sich die ortsabhängige Stromdichte der ν -ten Welle:

$$\underline{J}_{z,\nu,I}(x,y) = -j\sigma_\nu \omega \underline{C}_{\nu,I} e^{\alpha_\nu y} e^{ja_\nu x_R} \quad (4-44)$$

4.3.3 Anpassung an die physikalischen Randbedingungen

Die komplexen Konstanten $\underline{C}_{v,II}$, $\underline{D}_{v,II}$ und $\underline{C}_{v,I}$ müssen unter Berücksichtigung der Übergangsbedingungen an den Bereichsgrenzen für jede Welle getrennt bestimmt werden, damit die Lösungen für die magnetische Flussdichte und die Stromdichte im Rotor quantisiert werden können.

Der Übergang vom Rotor (Bereich I) zum Luftspalt (Bereich II) erfolgt an der Stelle $y = 0$. Er liefert die zwei Randbedingungen nach Tab. 4-4. Durch den Übergang von der Rotorkoordinate x_R auf x entfällt auch der Schlupf in der Wellenfunktion.

$$e^{j(s_v \omega t + a_v x_R)} \rightarrow e^{j(\omega t + a_v x)} \text{ an der Stelle } y = 0 \quad (4-45)$$

Die entsprechenden Gleichungen werden gegenübergestellt und nach den Konstanten $\underline{C}_{v,II}$, $\underline{D}_{v,II}$ und $\underline{C}_{v,I}$ aufgelöst.

Tab. 4-4: Übergangsbedingungen an der Bereichsgrenze Rotor - Luftspalt

Komponente:	Übergangsbedingung:	Gleichung Nr.:
Die Normalkomponente der magnetischen Flussdichte ist stetig	$\underline{B}_{y,v,I}(x,0) = \underline{B}_{y,v,II}(x,0)$	(4-42), (4-32)
Die Tangentialkomponente der magnetischen Feldstärke ist stetig	$\frac{1}{\mu_0 \mu_r} \underline{B}_{x,v,I}(x,0) = \frac{1}{\mu_0} \underline{B}_{x,v,II}(x,0)$	(4-41), (4-31)

Der Übergang nach Tab. 4-5 vom Luftspalt auf den Stator bei $y = \delta'$ liefert dabei die dritte noch fehlende linear unabhängige Gleichung. Sie ergibt sich aus einer Grenzwertbetrachtung der magnetischen Feldstärke unter Berücksichtigung von $\mu_r = \infty$ im Stator [PHI-92].

Tab. 4-5: Übergangsbedingung an der Bereichsgrenze Luftspalt - Stator

Komponente:	Übergangsbedingung:	Gleichung Nr.:
Tangentialkomponente der magnetischen Feldstärke entspricht dem Strombelag	$\frac{1}{\mu_0} \underline{B}_{x,v,II}(x, \delta') = A_{z,v}$	(4-31), (4-21)

Die Lösungsmatrix für die gesuchten Konstanten lautet nach dem Einsetzen und einigen Vereinfachungen demnach:

$$\begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 \\ \frac{\alpha_v}{|a_v|} & -\mu_r & \mu_r \\ 0 & 1 & -e^{-2|a_v|\delta'} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{C}_{v,I} \\ \underline{C}_{v,II} \\ \underline{D}_{v,II} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot \frac{\mu_0 A_{z,v} \cdot e^{-|a_v|\delta'}}{|a_v|} \quad (4-46)$$

Die Cramersche Regel liefert über die Determinante der Lösungsmatrix die gesuchten Lösungen [BRO-85] mit einer Vereinfachung der Schreibung gemäß Gleichung (4-47):

$$\beta_v = \frac{\alpha_v}{|a_v|} = \sqrt{1 + \frac{j s_v \omega \sigma \mu_0 \mu_r}{a_v^2}} \quad (4-47)$$

$$\underline{C}_{v,I} = \frac{2\mu_r}{(\beta_v + \mu_r) + (\beta_v - \mu_r) \cdot e^{-2|a_v|\delta'}} \cdot \frac{\mu_0 A_{z,v} \cdot e^{-|a_v|\delta'}}{|a_v|} \quad (4-48)$$

$$\underline{C}_{v,II} = \frac{(\beta_v + \mu_r)}{(\beta_v + \mu_r) + (\beta_v - \mu_r) \cdot e^{-2|a_v|\delta'}} \cdot \frac{\mu_0 A_{z,v} \cdot e^{-|a_v|\delta'}}{|a_v|} \quad (4-49)$$

$$\underline{D}_{v,II} = \frac{-(\beta_v - \mu_r)}{(\beta_v + \mu_r) + (\beta_v - \mu_r) \cdot e^{-2|a_v|\delta'}} \cdot \frac{\mu_0 A_{z,v} \cdot e^{-|a_v|\delta'}}{|a_v|} \quad (4-50)$$

Die Komponenten der magnetischen Flussdichte sowie die Stromdichte in axialer Richtung können somit in den Bereichen I und II vollständig bestimmt werden. Die Sensordaten werden direkt daraus errechnet. Eine Bestimmung der elektromagnetischen Größen im Stator macht wegen der Voraussetzung $\mu_r = \infty$ und $\sigma = 0$ keinen Sinn.

4.4 Bestimmung wichtiger Sensordaten

Kapitel 4.3 liefert die Lösung der Wellengleichung in den verschiedenen Bereichen für jeweils eine betrachtete Welle mit der Ordnungszahl ν . Die Feldgrößen, aus denen die Sensordaten bestimmt werden, ergeben sich durch Überlagerung der Lösungen für die Einzelwellen. Die additive Überlagerung der Einzellösungen erfolgt unter der Prämisse, dass es keine Interferenzen zwischen benachbarten Wellen, wie in Gleichung (4-36) beschrieben, gibt. Im Rotor und im Luftspalt gilt somit für beliebige komplexe Feldgrößen, wie z.B. \underline{B} , \underline{J} und \underline{V} in der Schreibweise $\underline{F}_{K,B}(x,y)$ mit den Indizes $K = x, y, z$ und $B = I, II$:

$$\underline{F}_{K,B}(x,y) = \sum_{\nu=\pm 1, \pm 3, \dots} \underline{F}_{K,\nu,B}(x,y) \quad (4-51)$$

Die Summenbildung für die Feldgrößen wurde mit der Software MathCAD durchgeführt. Die Berechnungen erfolgen, soweit nicht anders aufgeführt, mit den Beispieldaten in der Tab. 4-6. Grafiken veranschaulichen den Einfluss einzelner Parameter auf das Verhalten des Sensors.

Tab. 4-6: Grunddaten für die Bestimmung der Eigenschaften des Sensors

Wirbelstromdrehzahlsensor – Grunddaten		
τ_p	5 mm	Polteilung des Stators: $\tau_p = \frac{\pi r_s}{p_0}$
b_N	1 mm	Breite der Nuten im Stator
δ'	0,2 mm	Effektiver Luftspalt: $\delta' > \delta$; $\delta = r_s - r_R$
l_e	10 mm	Länge des Stators in z-Richtung
p_0	5	Polpaarzahl
ω	$2\pi \cdot 10$ kHz	Elektrische Erreger- / Trägerfrequenz
ω_{mech}	von 0 bis $\frac{2\omega}{p_0}$	Winkelgeschwindigkeit, mechanisch
σ	$10 \frac{A \cdot m}{V \cdot mm^2}$	Leitfähigkeit des Rotors
μ_r	1	Relative Permeabilität des Rotors
\hat{I}_p	0,1 A	Erregerstrom - Scheitelwert
N_p	100	Anzahl der Drähte der Erregerwicklung
N_s	100	Anzahl der Drähte der Messwicklung

4.4.1 Magnetische Flussdichte im Luftspalt

Die Komponenten für die ν -te Welle der magnetischen Flussdichte im Luftspalt errechnen sich aus den Gleichungen (4-31) und (4-32) zu:

$$\underline{B}_{x,\nu,II}(x,y) = \frac{(\beta_\nu + \mu_r) \cdot e^{|a_\nu|y} + (\beta_\nu - \mu_r) \cdot e^{-|a_\nu|y}}{(\beta_\nu + \mu_r) + (\beta_\nu - \mu_r) \cdot e^{-2|a_\nu|\delta'}} \cdot \mu_0 A_{z,\nu} \cdot e^{-|a_\nu|\delta'} \cdot e^{ja_\nu x} \quad (4-52)$$

$$\underline{B}_{y,\nu,II}(x,y) = -j \cdot \frac{a_\nu}{|a_\nu|} \frac{(\beta_\nu + \mu_r) \cdot e^{|a_\nu|y} - (\beta_\nu - \mu_r) \cdot e^{-|a_\nu|y}}{(\beta_\nu + \mu_r) + (\beta_\nu - \mu_r) \cdot e^{-2|a_\nu|\delta'}} \cdot \mu_0 A_{z,\nu} \cdot e^{-|a_\nu|\delta'} \cdot e^{ja_\nu x} \quad (4-53)$$

Abb. 4-5 zeigt den Verlauf der magnetischen Flussdichte im Luftspalt. Der Verlauf wurde in der Nähe des Stators innerhalb einer Polteilung auf Basis der Grunddaten nach Tab. 4-6 simuliert. Ergänzende Parameterangaben stehen unter der Abbildung. Dargestellt ist der Realteil der komplexen Flussdichtefunktion. Mit den gewählten Daten aus Tab. 4-6 tritt erst ab $\omega > 2\pi \cdot 5000$ Hz ein signifikanter imaginärer Anteil von $\underline{B}_{y,\nu,II}$ auf, auf dessen Darstellung hier aufgrund der niedrigen Erregerfrequenz verzichtet werden kann.

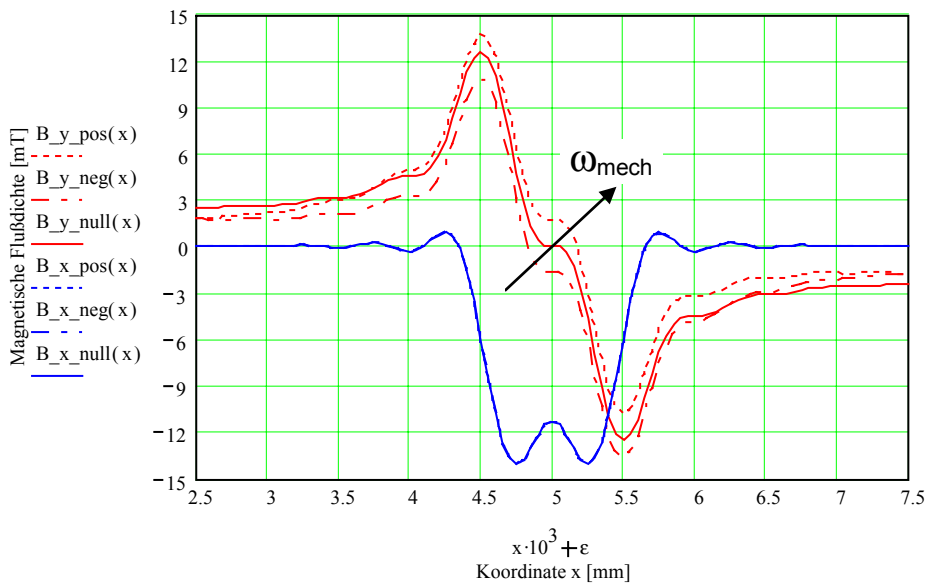


Abb. 4-5: Verlauf der magnetischen Flussdichte im Luftspalt, ω_{mech} variiert

Ergänzende Parameterangaben:			
$\omega = 2\pi \cdot 1000$ Hz	$\tau_p = 5$ mm	B_x/y_pos:	$\omega_{mech} = 2\pi \cdot 1000$ Hz
$\nu = \pm 1 \dots \pm 19$	$y = 0,99 \cdot \delta$	B_x/y_neg:	$\omega_{mech} = -2\pi \cdot 1000$ Hz
		B_x/y_null:	$\omega_{mech} = 0$

Die tangential Komponente $B_{x,II}$ ist lediglich im Bereich der Nut der Erregerwicklung von Null verschieden. Verschiedene Winkelgeschwindigkeiten wirken sich kaum auf diese Komponente der magnetischen Flussdichte aus. Die Normalkomponente $B_{y,II}$ ändert sich am stärksten im Bereich der Nut. Das Feld wird im Bereich der Polmitte stark durch die Wirbelströme im Rotor gedämpft. Mit positiver Drehgeschwindigkeit verschiebt sich die Flussdichte über der dargestellten Polteilung hin zu ebenfalls positiven Werten. Durch die Messung der Normalkomponente der Flussdichte ist es somit möglich, die Drehgeschwindigkeit des Antriebs zu bestimmen. Eine Messung der tangentialen Komponente ist hingegen nicht erfolgversprechend.

Die Berechnung der Flussdichte im Luftspalt hält einer Grenzbetrachtung mit $\mu_r \rightarrow \infty$ und $\sigma \rightarrow 0$ im Rotor stand. Die klassische Rechnung liefert für die Sensordaten nach Tab. 4-6 den Strombelag $\hat{A}_z = 10^4$ A/m im Bereich der Nuten sowie daraus folgend eine ausschließlich normal gerichtete und konstante Flussdichte mit $B_y = 31,4$ mT im Bereich außerhalb der Nuten nach Gleichung (4-54) [WEH-89].

$$\underline{B}_{y,II} = \frac{\mu_0 \hat{A}_z b_N}{2\delta'} \quad (4-54)$$

Die klassische Rechnung stimmt mit der Wellenrechnung und der entsprechenden Simulation überein, wie Abb. 4-6 zeigt.

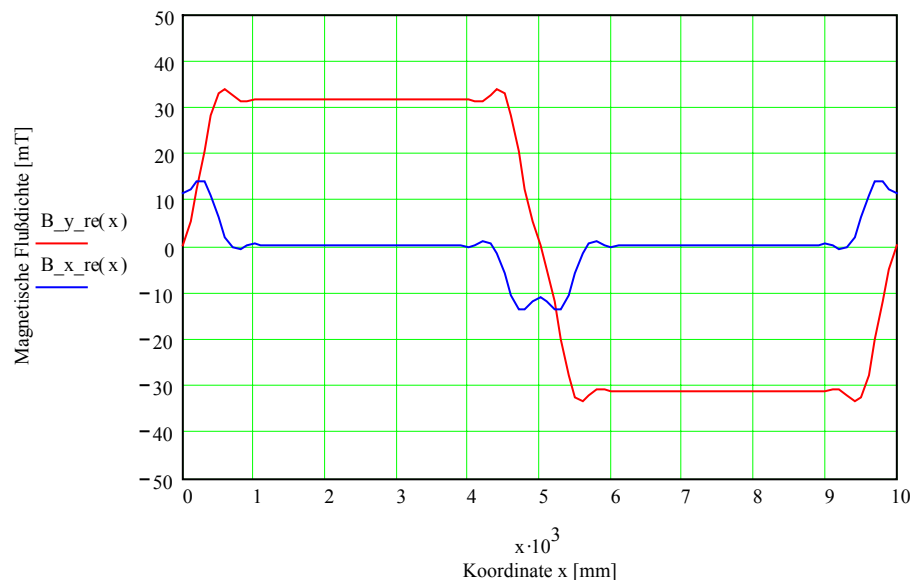


Abb. 4-6: Verlauf der magnetischen Flussdichte im Luftspalt, $\mu_r \rightarrow \infty$, $\sigma \rightarrow 0$

4.4.2 Magnetische Flussdichte und Stromdichte im Rotor

Das magnetische Luftspaltfeld dringt in den elektrisch leitfähigen Rotor ein und erzeugt in ihm Wirbelströme, die das Feld mit zunehmender Eindringtiefe schwächen. Hierzu wurde die Skin-Eindringtiefe δ_K bereits in Gleichung (4-39) angegeben. Die ν -te Welle des magnetischen Vektorpotentials schreibt sich:

$$\underline{V}_{z,\nu,l}(x,y) = \frac{1}{|a_\nu|} \cdot \frac{2\mu_0\mu_r \cdot A_{z,\nu} \cdot e^{-|a_\nu|\delta}}{(\beta_\nu + \mu_r) + (\beta_\nu - \mu_r) \cdot e^{-2|a_\nu|\delta}} \cdot e^{\alpha_\nu y} \cdot e^{ja_\nu x} \quad (4-55)$$

Abb. 4-7 zeigt den Verlauf von Realteil und Imaginärteil des Vektorpotentials im Rotor nahe der Oberfläche aufgetragen über einer Polteilung. Die Erregerfrequenz wurde dabei in mehreren Dekaden variiert. Unterhalb $\omega = 2\pi \cdot 1$ kHz gleichen die Kurven der Linie für 1 kHz. Mit zunehmender Frequenz ist ein signifikanter Imaginärteil erkennbar. Die elektrische Zeitkonstante des Rotors macht sich hier bereits bemerkbar. Bei 100 kHz Erregerfrequenz sind große Teile des Rotors potentialfrei. Da die Wirbelstromdichte direkt mit dem Vektorpotential korreliert, fließen auch nur in kleinen Bereichen des Sensors Wirbelströme. Es ist zu erwarten, dass der Sensor bei so hohen Frequenzen nur noch ein geringes Ausgangssignal liefert.

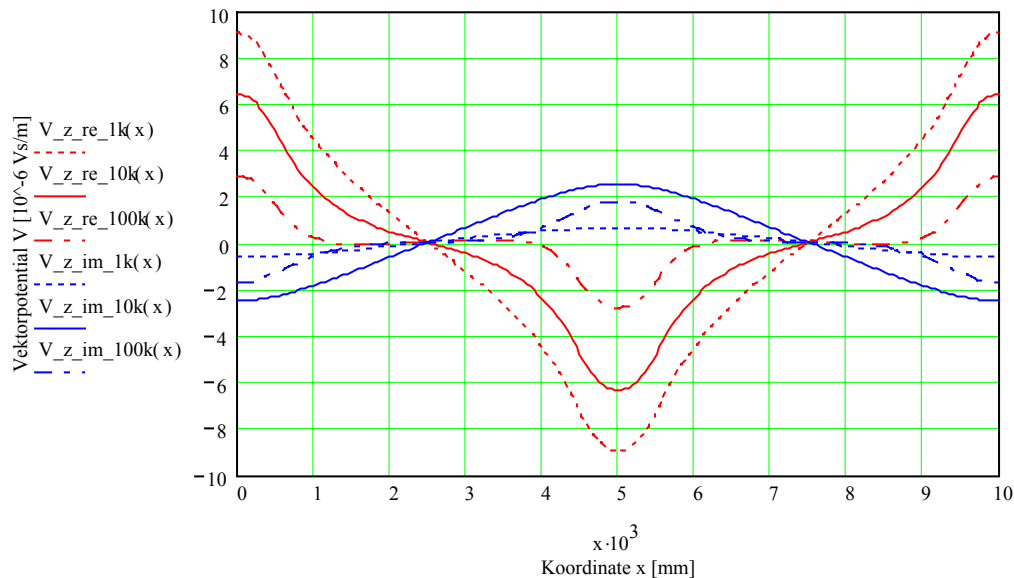


Abb. 4-7: Verlauf des Vektorpotentials im Rotor, ω variiert

Ergänzende Parameterangaben:			
$\omega_{mech} = 0$	$\tau_p = 5$ mm	$V_{z_re/im_1k(x)}$:	$\omega = 2\pi \cdot 1$ kHz
$\nu = \pm 1 \dots \pm 19$	$y = -0,01$ mm	$V_{z_re/im_10k(x)}$:	$\omega = 2\pi \cdot 10$ kHz
		$V_{z_re/im_100k(x)}$:	$\omega = 2\pi \cdot 100$ kHz

Die magnetischen Feldkomponenten errechnen sich aus dem Vektorpotential gemäß Kapitel 4.3.2 zu:

$$\underline{B}_{x,v,I}(x,y) = \frac{\alpha_v}{|a_v|} \cdot \frac{2\mu_0\mu_r \cdot A_{z,v} \cdot e^{-|a_v|\delta}}{(\beta_v + \mu_r) + (\beta_v - \mu_r) \cdot e^{-2|a_v|\delta}} \cdot e^{\alpha_v y} \cdot e^{ja_v x} \quad (4-56)$$

$$\underline{B}_{y,v,I}(x,y) = -j \frac{a_v}{|a_v|} \cdot \frac{2\mu_0\mu_r \cdot A_{z,v} \cdot e^{-|a_v|\delta}}{(\beta_v + \mu_r) + (\beta_v - \mu_r) \cdot e^{-2|a_v|\delta}} \cdot e^{\alpha_v y} \cdot e^{ja_v x} \quad (4-57)$$

Den Verlauf des Realteils der magnetischen Flussdichte im Rotor innerhalb einer Polteilung zeigt Abb. 4-8. Die Winkelgeschwindigkeit hat hier Einfluss auf beide Komponenten der magnetischen Flussdichte. Der Nulldurchgang der Flussdichte $\text{Re}(B_{y,v,I})$ verschiebt sich in Abhängigkeit der Winkelgeschwindigkeit in x -Richtung. Bei Bewegung des Rotors führt nur die Normalkomponente der Flussdichte $\underline{B}_{y,I}$ über $\vec{J} = \sigma \cdot (\vec{v} \times \vec{B})$ zu zusätzlichen Strömen in axialer Richtung im Rotor. Der Sensor ist daher so zu optimieren, dass $\underline{B}_{y,I}$ möglichst groß wird. Die magnetische Flussdichte ist gering, Sättigungseffekte im Stator sind bei üblichen Materialien, wie Transformatorblechen, Eisenpulver oder Ferrit nicht zu erwarten, für den Rotor wurde in der Simulation ohnehin $\mu_r = 1$ angenommen.

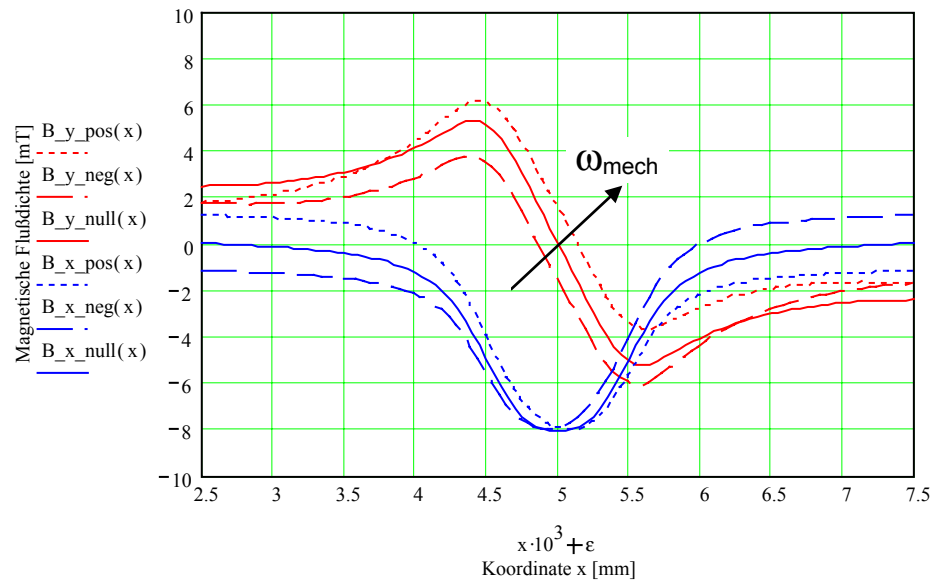


Abb. 4-8: Verlauf der magnetischen Flussdichte im Rotor, ω_m variiert

Ergänzende Parameterangaben:			
$\omega = 2\pi \cdot 1000 \text{ Hz}$	$\tau_p = 5 \text{ mm}$	B_x/y_pos:	$\omega_{mech} = 2\pi \cdot 1000 \text{ Hz}$
		B_x/y_neg:	$\omega_{mech} = -2\pi \cdot 1000 \text{ Hz}$
$v = \pm 1 \dots \pm 19$	$y = -0,1 \text{ mm}$	B_x/y_null:	$\omega_{mech} = 0$

Die Stromdichte im Rotor errechnet sich über die Lösung für das Vektorpotential nach (4-55) zu:

$$\underline{J}_{z,\nu,l}(x,y) = -j s_\nu \omega \cdot \sigma \cdot \frac{1}{|a_\nu|} \cdot \frac{2\mu_0\mu_r \cdot A_{z,\nu} \cdot e^{-|a_\nu|\delta'}}{(\beta_\nu + \mu_r) + (\beta_\nu - \mu_r) \cdot e^{-2|a_\nu|\delta'}} \cdot e^{a_\nu y} \cdot e^{ja_\nu x} \quad (4-58)$$

Abb. 4-9 zeigt den Verlauf der Stromdichte über einer Polteilung. Die Winkelgeschwindigkeit wurde in dieser Grafik auf Null gesetzt. Die Eindringtiefe y im Rotor ist ein weiterer Parameter dieser Darstellung. Das Maximum der Stromdichte befindet sich genau symmetrisch über der Nut mit der Erregerwicklung im Stator. Mit den Daten aus Tab. 4-6 errechnet sich die Skin-Eindringtiefe für die Grundwelle $\nu=1$ der Stromdichte bei $s_\nu=1$ zu:

$$\delta_{SK} \approx 1,59 \text{ mm} \quad \text{nach der bekannten Formel für die Eindringtiefe (4-40)}$$

$$\delta_{SK} = 1,25 \text{ mm} \quad \text{auf Basis der vollständigen Lösungsgleichung (4-39)}$$

Tatsächlich ist die Eindringtiefe sogar noch etwas geringer, wenn auch die Wellen höherer Ordnungszahl und damit niedrigerer Eindringtiefe, wie Abb. 4-9 zeigt, berücksichtigt werden.

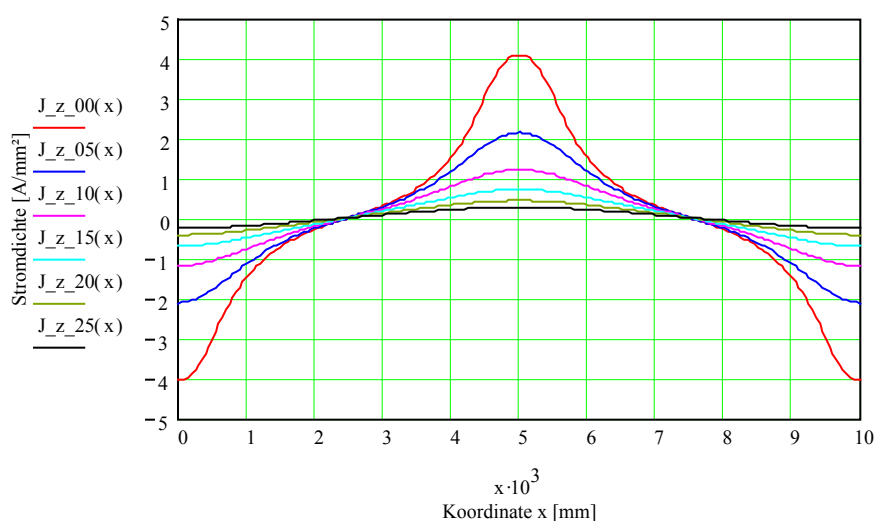


Abb. 4-9: Stromdichte innerhalb des Rotors in Abhängigkeit des Abstands von der Rotoroberfläche y

Ergänzende Parameterangaben:			
$\omega = 2\pi \cdot 10000 \text{ Hz}$	$\tau_p = 5 \text{ mm}$	J_{z_00} :	$y = -0,0 \text{ mm}$
		J_{z_05} :	$y = -0,5 \text{ mm}$
		J_{z_10} :	$y = -1,0 \text{ mm}$
		J_{z_15} :	$y = -1,5 \text{ mm}$
		J_{z_20} :	$y = -2,0 \text{ mm}$
		J_{z_25} :	$y = -2,5 \text{ mm}$
$\nu = \pm 1 \dots \pm 19$	$\omega_{mech} = 0 \text{ Hz}$		

Den Einfluss der Winkelgeschwindigkeit auf den Verlauf der Stromdichte zeigt Abb. 4-10. Die Winkelgeschwindigkeit wird dabei in mehreren Schritten bis zur Synchrongeschwindigkeit der mitlaufenden Grundwelle ($p_0|\omega_{mech}| = \omega$) gesteigert.

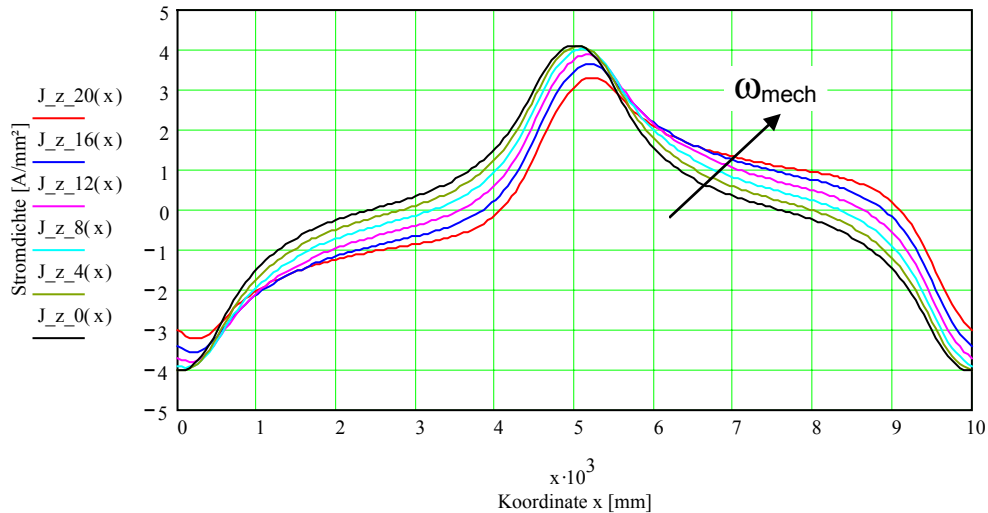


Abb. 4-10: Stromdichte im Rotor bei verschiedenen Winkelgeschwindigkeiten

Ergänzende Parameterangaben:			
$\omega = 2\pi \cdot 10000 \text{ Hz}$	$\tau_p = 5 \text{ mm}$	J_{z_0} :	$\omega_{mech} = 2\pi \cdot 0 \text{ Hz}$
$\nu = \pm 1 \dots \pm 19$	$y = -0,0 \text{ mm}$	J_{z_4} :	$\omega_{mech} = 2\pi \cdot 400 \text{ Hz}$
		J_{z_8} :	$\omega_{mech} = 2\pi \cdot 800 \text{ Hz}$
		J_{z_12} :	$\omega_{mech} = 2\pi \cdot 1200 \text{ Hz}$
		J_{z_16} :	$\omega_{mech} = 2\pi \cdot 1600 \text{ Hz}$
		J_{z_20} :	$\omega_{mech} = 2\pi \cdot 2000 \text{ Hz}$

Die Kurve für die Stromdichte wird mit zunehmender Geschwindigkeit einseitig verzerrt. Das Maximum wird etwas verringert und seitlich in x -Richtung verschoben. Die Fläche unter der Kurve ändert sich augenscheinlich nicht wesentlich. Dies deutet auf eine geringe Rückwirkung des Sensors auf die antreibende Welle hin.

Die Stärke der Wirbelströme wird nach Gleichung (4-58) proportional zur Erregerfrequenz zunehmen, wenn die elektrische Zeitkonstante des Rotors, die sich ebenfalls verdeckt in Gleichung (4-58) findet, vernachlässigt werden kann. Eine Normierung der Stromdichte auf eine beliebige Referenzfrequenz, hier $\omega_0 = 2\pi \cdot 1000 \text{ Hz}$, verdeutlicht den Einfluss der elektrischen Zeitkonstanten:

$$\underline{J}_{z,\nu,I}^N(x,y) = \frac{\underline{J}_{z,\nu,I}(x,y)}{\omega_0} \quad (4-59)$$

Abb. 4-11 enthält die Darstellung der normierten Stromdichte über der Polteilung für verschiedene Erregerfrequenzen. Bereits bei $\omega = 2\pi \cdot 10\text{kHz}$ ist die normierte Stromdichte \underline{J}^N im Rotor um ca. 3dB gegenüber dem Wert bei $\omega < \omega_0$ gefallen. Mit weiter zunehmender Frequenz gibt es breiter werdende Zonen im Rotor mit geringer Wirbelstromdichte. Der Umfang des Rotors wird nicht mehr optimal genutzt. Eine Verringerung der Polteilung τ_p bietet sich hier an, um die Ausnutzung der zur Verfügung stehenden Oberfläche des Sensors zu erhöhen.

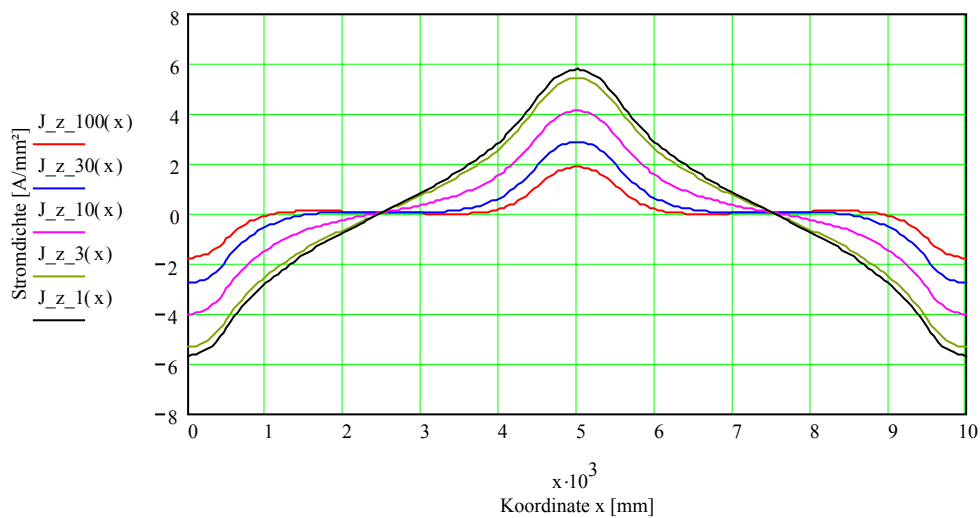


Abb. 4-11: Stromdichte \underline{J}^N im Rotor bei verschiedenen Erregerfrequenzen

Ergänzende Parameterangaben:			
$\omega_{mech} = 0 \text{ Hz}$	$\tau_p = 5 \text{ mm}$	J_{z_1} :	$\omega = 2\pi \cdot 1 \text{ kHz}$
$\nu = \pm 1 \dots \pm 19$	$y = -0,0 \text{ mm}$	J_{z_3} :	$\omega = 2\pi \cdot 3 \text{ kHz}$
		J_{z_10} :	$\omega = 2\pi \cdot 10 \text{ kHz}$
		J_{z_30} :	$\omega = 2\pi \cdot 30 \text{ kHz}$
		J_{z_100} :	$\omega = 2\pi \cdot 100 \text{ kHz}$

4.4.3 Verlustleistung und Bremskraft im Rotor

Die Berechnung der Verlustleistung im Rotor ist erforderlich, um die Erwärmung des Rotors durch die Wirbelströme und die daraus resultierenden Einflüsse auf das Übertragungsverhalten des Sensors abschätzen zu können.

Gleichung (4-58) ist die Lösung für die ν -te Welle der Stromdichte im Rotor. Die vollständige Lösung ergibt sich aus der Überlagerung aller Wellen. Die Verlustleistung P'_ν in einem Flächenelement ($dx \cdot dy$) errechnet sich aus dem Produkt der konjugiert komplexen Lösungsfunktionen für die Stromdichte.

Der Faktor zwei im Nenner berücksichtigt dabei, dass es sich bei den Amplituden der Phasoren um Scheitelwerte handelt:

$$P'_V(x, y) = \frac{\underline{J}_{z,I}(x, y) \cdot \underline{J}_{z,I}^*(x, y)}{2 \cdot \sigma} \quad (4-60)$$

Der Verlauf der Stromdichte wiederholt sich in jeder Polteilung mit wechselnden Vorzeichen. Die Gesamtverlustleistung im Rotor errechnet sich zu:

$$P_V = 2 \cdot p_0 \cdot l_e \cdot \int_{-\infty}^0 \int_0^{\tau_p} P'_V(x, y) dx dy \quad (4-61)$$

Bei gegebenen Materialkonstanten ist die Verlustleistung im Rotor sowohl von der Erregerfrequenz als auch von der mechanischen Drehfrequenz abhängig. Bei hohen Erregerfrequenzen ist die Skin-Eindringtiefe gering. Die Verlustleistung konzentriert sich in einer dünnen Schicht an der Rotoroberfläche. Die Lösung der Gleichung (4-61) für die nachfolgenden Diagramme erfolgte aufgrund der erforderlichen Integrationen numerisch.

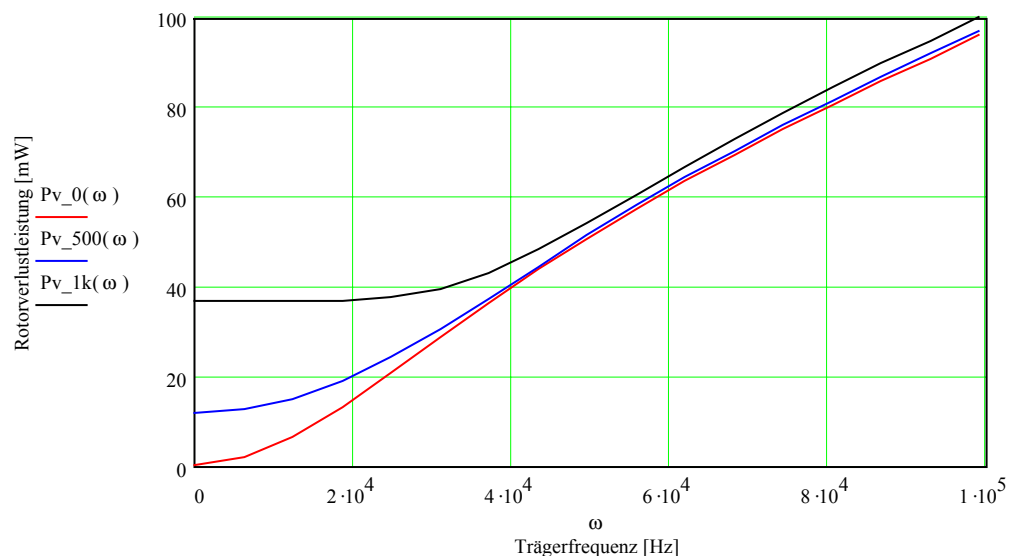


Abb. 4-12: Verlustleistung im Rotor in Abhängigkeit der Erregerfrequenz

Ergänzende Parameterangaben:		
$\nu = \pm 1 \dots \pm 7$	$P_{V_0}: \quad \omega_{mech} = 2\pi \cdot 0 \text{ Hz}$ $P_{V_500}: \quad \omega_{mech} = 2\pi \cdot 500 \text{ Hz}$	$P_{V_1k}: \quad \omega_{mech} = 2\pi \cdot 1000 \text{ Hz}$

Abb. 4-12 zeigt die Abhängigkeit der Verlustleistung im Rotor von der Erregerfrequenz für drei verschiedene Winkelgeschwindigkeiten. Für Trägerfrequenzen bis herab zu Null, dies entspricht der Erregung über ein magnetisches Gleichfeld, fallen die Kurven asymptotisch auf den konstanten Wert, der sich

auf Grund der mechanischen Drehgeschwindigkeit ergibt. In diesem Bereich bestimmt nicht die Umlaufgeschwindigkeit der Erregerfeldwellen, sondern die Drehgeschwindigkeit des Rotors die effektive Umlauffrequenz und damit die Amplitude der Stromdichte im Rotor. Mit steigender Trägerfrequenz dominiert das Erregerfeld und die Abhängigkeit der Verluste von der mechanischen Drehgeschwindigkeit sinkt. Bei sehr hohen Erregerfrequenzen ist der drehzahlabhängige Anteil vernachlässigbar.

Für die mechanische Auslegung des Antriebs ist auch die Rückwirkung des Sensors auf die rotierende Welle von Interesse. Eine stark vereinfachte Abschätzung über die Betrachtung der Rotorverlustleistung liefert hierfür ein Maß: Da der Erregerstrombelag A_z eingeprägt ist, muss der drehzahlabhängige Anteil der Verluste über die Welle zugeführt werden. Das resultierende Bremsmoment an der Welle lässt sich daraus berechnen:

$$M_w = \frac{P_V(\omega_{mech}) - P_V(\omega_{mech} = 0)}{\omega_{mech}} \quad (4-62)$$

Abb. 4-13 zeigt, dass das Bremsmoment für niedrige Drehfrequenzen näherungsweise linear mit der Drehzahl ansteigt. Die Abhängigkeit ist für hohe Erregerfrequenzen wesentlich geringer, als für niedrige.

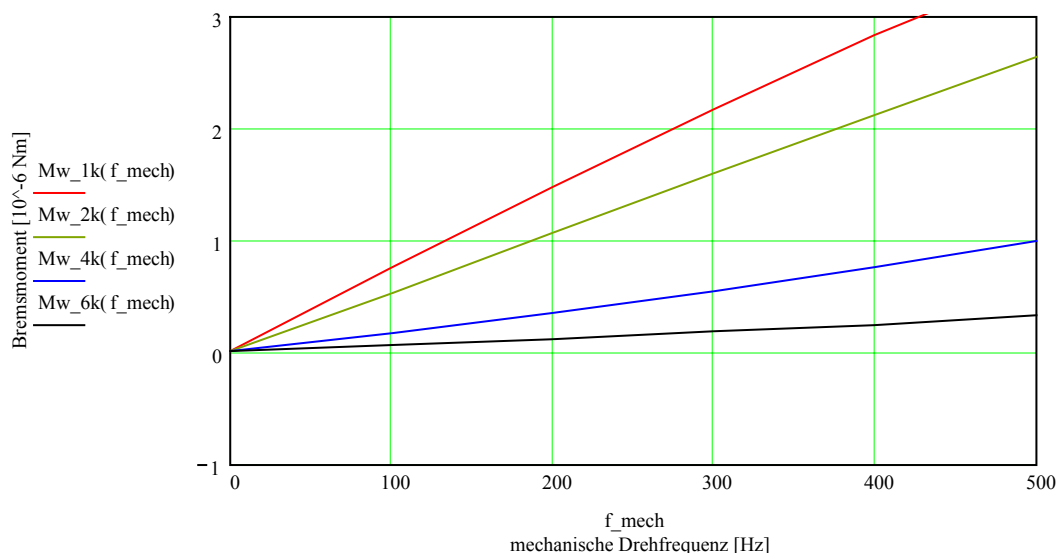


Abb. 4-13: Bremsmoment des Rotors in Abhängigkeit der Drehzahl für verschiedene Erregerfrequenzen

Ergänzende Parameterangaben:		
$\nu = \pm 1 \dots \pm 7$	Mw_1k: $\omega = 2\pi \cdot 1 \text{ kHz}$ Mw_2k: $\omega = 2\pi \cdot 2 \text{ kHz}$	Mw_4k: $\omega = 2\pi \cdot 4 \text{ kHz}$ Mw_6k: $\omega = 2\pi \cdot 6 \text{ kHz}$

Für die gewählten Beispieldaten ist das Bremsmoment an der Welle gegenüber anderen Einflüssen, wie den Rastmomenten im Motor und der Lagerreibung vernachlässigbar.

Die Erwärmung des Rotors durch die Verluste wird in praktisch ausgeführten Sensoren nur gering sein, da die metallischen Werkstoffe für den Rotor eine gute thermische Leitfähigkeit haben, eine thermische Verbindung zur metallischen Welle besteht und die Oberfläche des Sensors groß genug ist.

Die Verlustleistung wurde auf Basis der Parameter aus Tab. 4-6 bestimmt. Die Grunddaten der praktisch ausgeführten Sensoren weichen davon in der Regel ab. Um eine erste Abschätzung der Rotorverlustleistung realer Sensoren zu ermöglichen, ohne die Integrale vollständig neu zu bestimmen, ist die Kenntnis der grundsätzlichen Zusammenhänge zwischen den Applikationsparametern und den Rotorverlusten notwendig.

Diese Zusammenhänge lassen sich wie folgt zusammenfassen:

- Verlustleistung \leftrightarrow Winkelgeschwindigkeit: $P_V \sim \omega_{mech}$
- Verlustleistung \leftrightarrow Erregerfrequenz: $P_V \sim \omega$
- Verlustleistung \leftrightarrow Elektrische Leitfähigkeit: $P_V \sim \sigma$
- Verlustleistung \leftrightarrow Erregerstrombelag: $P_V \sim A_z^2$

Der Einfluss der Polteilung ist nicht so einfach anzugeben. Er hängt von der Erregerfrequenz und dem verwendeten Material im Rotor ab. Die Gleichung (4-47) muss in der folgenden Form betrachtet werden:

$$\frac{1}{\beta_v} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{j s_v \omega \sigma \mu_0 \mu_r}{a_v^2}}} \quad (4-63)$$

Diese Betrachtung ist ein Bestandteil des folgenden Kapitels über die Bestimmung der Ausgangsspannung des Wirbelstromdrehzahlsensors.

4.4.4 Induzierte Spannung in der Messwicklung

Die Bestimmung der magnetischen Flussdichte im Luftspalt in Kapitel 4.4.1 brachte das Ergebnis, dass sich nur die Normalkomponente der Flussdichte für eine Drehzahlbestimmung eignet.

Abb. 4-5 zeigt, dass die optimale Position der Messwicklung von der Drehrichtung abhängig ist. Sie sollte jeweils den Bereich der Polteilung umfassen, in dem sich die Komponente \underline{B}_y gleichsinnig mit der Drehgeschwindigkeit verschiebt. Ein symmetrischer Aufbau der Messwicklungen im Stator wäre durch diese Festlegung jedoch nicht möglich. Symmetrische Verhältnisse mit je einer Nut pro Polteilung ergeben sich, wenn die Messwicklung um eine halbe Polteilung versetzt innerhalb der Erregerwicklung angeordnet wird. Der Spannungsverlust in der Messwicklung bleibt dabei gering, weil sich \underline{B}_y am stärksten im Bereich der Erregerwicklung ändert. Die Position dieser zu einer konzentrierten Leiterschleife reduzierten Messwicklung wurde in Abb. 4-2 gezeigt.

Für die Bestimmung der induzierten Spannung in der Messwicklung wird zunächst der magnetische Fluss, der diese durchsetzt, benötigt. Das zugehörige Flächenintegral der ν -ten Welle der magnetischen Flussdichte an der Oberfläche des Stators bei $y = \delta'$ schreibt sich mit der Länge des Sensors l_e zu:

$$\underline{\Phi}_{y,\nu} = l_e \cdot \int_{-\frac{\tau_p}{2}}^{\frac{\tau_p}{2}} \underline{B}_{y,\nu}(x, \delta') dx \quad (4-64)$$

Zur Vereinfachung der Schreibweise und zur nachfolgenden Diskussion der Ergebnisse wird die komplexe Größe \underline{P}_ν eingeführt. Sie ergibt sich als Auszug aus Gleichung (4-53) für $y = \delta'$:

$$\underline{P}_\nu = \frac{(\beta_\nu + \mu_r) - (\beta_\nu - \mu_r) \cdot e^{-2|a_\nu|\delta'}}{(\beta_\nu + \mu_r) + (\beta_\nu - \mu_r) \cdot e^{-2|a_\nu|\delta'}} \quad (4-65)$$

Die Auswertung des Integrals (4-64) liefert nun das Ergebnis:

$$\underline{\Phi}_{y,\nu} = -j \cdot \frac{2l_e \mu_0 A_{z,\nu}}{|a_\nu|} \cdot \sin\left(\frac{\nu\pi}{2}\right) \cdot \underline{P}_\nu \quad (4-66)$$

Die Messwicklungen sind symmetrisch aufgebaut und in Reihe geschaltet. Es finden sich $2p_0$ Messwicklungen über dem Innenumfang des Stators. Jede Nut der Messwicklung enthält N_s Drähte, die zur Hälfte zur links liegenden und zur Hälfte zur rechts liegenden Messwicklung gehören. Die Anzahl der Windungen einer Messwicklung beträgt somit $N_s/2$. Die in den Messwicklungen induzierten Spannungen addieren sich zur Spannung der ν -ten Welle des Sensors $\underline{U}_{ind,\nu}$:

$$\underline{U}_{ind,\nu} = -2p_0 \cdot \frac{N_s}{2} \cdot j\omega \cdot \underline{\Phi}_{y,\nu} \quad (4-67)$$

Das Induktionsgesetz liefert mit der Gleichung (4-66) das Ergebnis:

$$\underline{U}_{ind,\nu} = -\frac{2p_0 N_s \omega l_e \mu_0 A_{z,\nu}}{|a_\nu|} \cdot \sin\left(\frac{\nu\pi}{2}\right) \cdot \underline{P}_\nu \quad (4-68)$$

Die induzierte Spannung jeder Einzelwelle ist somit der zugehörigen Welle des Strombelags proportional. Das Vorzeichen der einzelnen Wellen wechselt mit der Ordnungszahl ν . Der komplexen Größe \underline{P}_ν kommt in der anschließenden Diskussion der Ergebnisse eine zentrale Bedeutung zu. Sie beschreibt sowohl die Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Winkelgeschwindigkeit als auch den Frequenz- und Phasengang des Sensors.

Der Einfluss der Grund- und Oberwellen des Erregerfeldes auf die induzierte Spannung ist von Interesse. Daher wird die ν -te mitlaufende Welle mit der zugehörigen gegenlaufenden Welle addiert. Mit dem Index $\lambda = |\nu|$ schreibt sich:

$$\underline{U}_{ind,\lambda} = \underline{U}_{ind,\nu} + \underline{U}_{ind,(-\nu)} \quad (4-69)$$

Der Spannungsanteil des λ -Wellenpaares in der Messwicklung schreibt sich:

$$\underline{U}_{ind,\lambda} = -\frac{2p_0 N_s \omega l_e \mu_0 A_{z,\lambda}}{|a_\lambda|} \cdot \sin\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right) \cdot (\underline{P}_\lambda - \underline{P}_{(-\lambda)}) \quad (4-70)$$

Die nachfolgende analytische Betrachtung der komplexen Funktion $(\underline{P}_\lambda - \underline{P}_{(-\lambda)})$ mit der komplexen Unterfunktion β_λ nach Gleichung (4-65) erfolgt unter den folgenden zusätzlichen Randbedingungen zur Vereinfachung:

- a) Der Luftspalt ist sehr klein gegenüber der Polteilung, also $e^{-2|a_\nu|\delta^*} \approx 1$.
- b) Die Winkelgeschwindigkeit ist kleiner, als die Synchrongeschwindigkeit, also

$$\lambda p_0 |\omega_{mech}| < \omega.$$

Die Randbedingung a) ist bei praktisch ausgeführten Sensoren zumindest für niedrige Ordnungszahlen erfüllt. Es handelt sich um eine Grundvoraussetzung für eine gute Einkopplung des Erregerfeldes in den Rotor. Die Randbedingung b) erlaubt die Entwicklung der Lösungsfunktion für die Drehzahlkennlinie in einem Taylorpolynom.

Unter diesen Voraussetzungen gilt:

$$(\underline{P}_\lambda - \underline{P}_{(-\lambda)}) = \mu_r \cdot \left(\frac{1}{\beta_\lambda} - \frac{1}{\beta_{(-\lambda)}} \right) \quad (4-71)$$

Für die weitere Berechnung wird β_λ aus Gleichung (4-47) umgeschrieben, indem der Schlupf s_λ eliminiert wird:

$$\beta_\lambda = \sqrt{1 + jr_\lambda + j \frac{\lambda p_0 \omega_{mech}}{\omega} \cdot r_\lambda} ; \beta_{(-\lambda)} = \sqrt{1 + jr_\lambda - j \frac{\lambda p_0 \omega_{mech}}{\omega} \cdot r_\lambda} \quad (4-72)$$

Die Vereinfachung r_λ wird auch als „magnetische Reynoldszahl“ bezeichnet. Sie beschreibt die Bereitschaft des Rotors, auf Feldänderungen mit Wirbelströmen zu reagieren und ist wie folgt definiert [WEH-89]:

$$r_\lambda = \frac{\omega \sigma \mu_0 \mu_r}{a_\lambda^2} \quad (4-73)$$

Jetzt wird $\frac{1}{\beta_\lambda}$ in die Form $\frac{1}{\sqrt{1+x}}$ gebracht. Mit der Randbedingung b) wird

$|x| < 1$, so dass eine Reihenentwicklung möglich ist [BRO-85]:

$$\frac{1}{\sqrt{1 \pm x}} = 1 \mp \frac{1}{2}x + \frac{1 \cdot 3}{2 \cdot 4}x^2 \mp \frac{1 \cdot 3 \cdot 5}{2 \cdot 4 \cdot 6}x^3 + \frac{1 \cdot 3 \cdot 5 \cdot 7}{2 \cdot 4 \cdot 6 \cdot 8}x^4 \mp \dots \quad (4-74)$$

Im Hinblick auf die Anwendung auf Gleichung (4-71) werden zwei Reihenentwicklungen zusammengefasst:

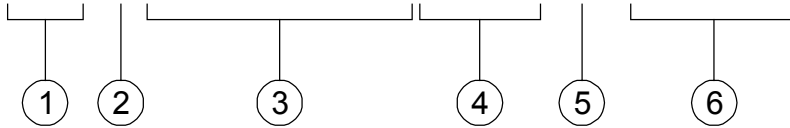
$$\frac{1}{\sqrt{1+x}} - \frac{1}{\sqrt{1-x}} = - \left(x + \frac{3 \cdot 5}{4 \cdot 6}x^3 + \frac{3 \cdot 5 \cdot 7 \cdot 9}{4 \cdot 6 \cdot 8 \cdot 10}x^5 + \dots \right) \quad (4-75)$$

Für Gleichung (4-71) ergibt sich so der folgende Lösungsausdruck:

$$(\underline{P}_\lambda - \underline{P}_{(-\lambda)}) = -j\mu_r \cdot \sqrt{\frac{1}{1+jr_\lambda}} \cdot \left[\left(\frac{\lambda p_0 \omega_{mech}}{\omega} \cdot \frac{r_\lambda}{1+jr_\lambda} \right) - \frac{15}{24} \left(\frac{\lambda p_0 \omega_{mech}}{\omega} \cdot \frac{r_\lambda}{1+jr_\lambda} \right)^3 + \frac{945}{1920} \left(\frac{\lambda p_0 \omega_{mech}}{\omega} \cdot \frac{r_\lambda}{1+jr_\lambda} \right)^5 - \dots \right] \quad (4-76)$$

Für kleine Winkelgeschwindigkeiten konvergiert die Reihe sehr schnell, die Reihenentwicklung kann bereits nach dem linearen Glied abgebrochen werden. Für die in der Messwicklung induzierte Spannung ergibt sich die Lösung:

$$\underline{U}_{ind,\lambda} = j \cdot \frac{2 p_0^2 N_s l_e \tau_p \mu_0 \mu_r A_{z,\lambda}}{\pi} \cdot \sin\left(\frac{\lambda \pi}{2}\right) \cdot \omega_{mech} \cdot r_\lambda \cdot \left(\frac{1}{1 + j r_\lambda}\right)^{\frac{3}{2}} \quad (4-77)$$



Die Anteile der Lösungsgleichung haben dabei die folgenden Bedeutungen:

- (1) $\underline{U}_{ind,\lambda}$ ist die induzierte Spannung des λ -Wellenpaares in der Messwicklung.
- (2) Die induzierte Spannung ist gegenüber dem anregenden Strombelag $A_{z,\lambda}$ um 90° in der Phasenlage verschoben.
- (3) Dieser Term bildet zusammen mit (6) die Spannungskonstante des Sensors. Die Ausgangsspannung ist proportional zum Strombelag, zur Windungszahl der Messwicklung und zur Polfläche ($l_e \cdot \tau_p$) der Messwicklung. Die Polpaarzahl des Sensors geht quadratisch in die Ausgangsspannung ein.
- (4) Die Wellenpaare mit den Ordnungszahlen $\lambda = 1, 5, 9, \dots$ induzieren eine positive, die mit den Ordnungszahlen $\lambda = 3, 7, 11, \dots$ eine negative Spannung.
- (5) Die induzierte Spannung ist proportional zur Winkelgeschwindigkeit.
- (6) Die komplexe Übertragungsfunktion enthält die magnetische Reynoldszahl, die das Übertragungsverhalten des Sensors abhängig von der Erregerfrequenz, der Polteilung und den Materialkonstanten beschreibt. Oberhalb der Grenzfrequenz mit $r_\lambda = 1$ fällt die Signalamplitude mit 30 dB / Dekade ab.

Die Spannung wird mit der Trägerfrequenz in der Amplitude moduliert.

Die additive Überlagerung der Spannungsanteile aller Wellenpaare ergibt die Ausgangsspannung des Wirbelstromdrehzahlsensors mit Wechselfelderregung:

$$\underline{U}_{ind} = \sum_{\lambda=1,3,\dots} \underline{U}_{ind,\lambda} \quad (4-78)$$

Der Vergleich der vollständigen Lösung für die Drehzahlkennlinie nach Gleichung (4-70) mit der gefundenen Näherungslösung in der Gleichung (4-77) ist Bestandteil des folgenden Abschnitts.

4.4.5 Drehzahlkennlinie / Linearitätsfehler

Abb. 4-14 a) zeigt die Amplitude der in der Messwicklung induzierten Spannung in Abhängigkeit der mechanischen Drehfrequenz im Bereich von Null bis zur doppelten Synchronfrequenz. Dargestellt sind die Spannungsanteile einzelner Wellenpaare, die Summenspannung und die lineare Näherungslösung (4-77). Abb. 4-14 b) zeigt die zugehörige Phasenlage der einzelnen Spannungsanteile.

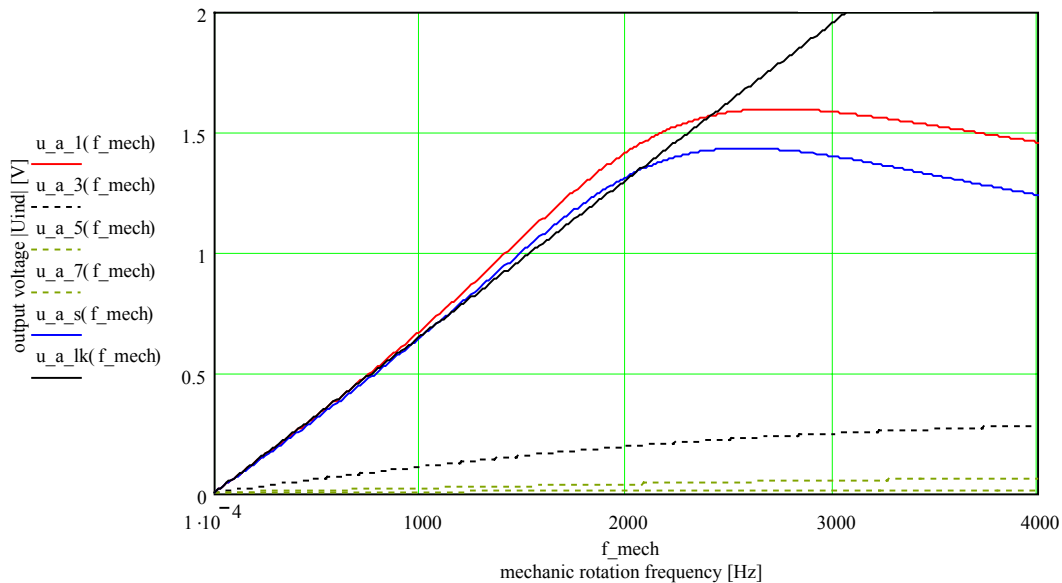


Abb. 4-14: a) Drehzahlkennlinie des Wirbelstromdrehzahlsensors

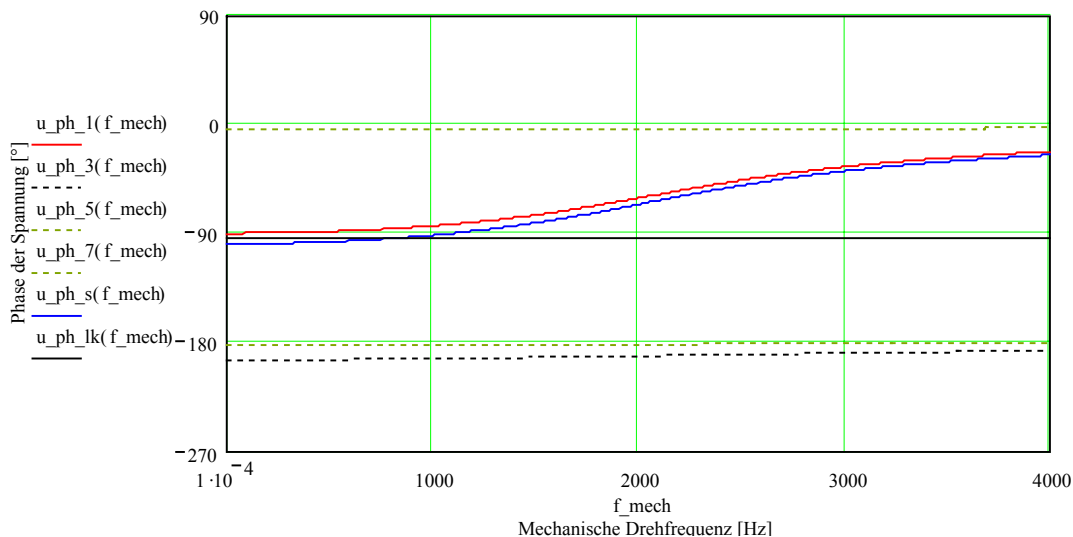


Abb. 4-14: b) Phasenlage einzelner Spannungsanteile und Summenspannung

Ergänzende Parameterangaben:		
$\omega_0 = 2\pi \cdot 10 \text{ kHz}$	u_a_1 / u_ph_1: Grundwelle	u_a_7 / u_ph_7: 7. Harmon.
$\nu = \pm 1 \dots \pm 7$	u_a_3 / u_ph_3: 3. Harmon.	u_a_s / u_ph_s: Summe aller Wellen
	u_a_5 / u_ph_5: 5. Harmon.	u_a_lk / u_ph_lk: Näherungslös. (4-77)

Die Simulation der Drehzahlkennlinie beschränkt sich auf den ersten Quadranten. Die Kennlinie ist zum Nullpunkt symmetrisch. Bei einer Umkehr der Drehrichtung ändert sich die Phase der trägerfrequenten Spannung um 180° . Die Synchronfrequenz der mitlaufenden Grundwelle wird bei $f_{mech} = 2000$ Hz erreicht.

Die Ausgangsspannung steigt zunächst proportional zur Drehzahl an, bekommt bei mittleren Drehzahlen eine leicht progressive Tendenz und erreicht oberhalb der Synchronfrequenz ein Maximum. In diesem Bereich der Kennlinie wechselt die Frequenz der mitlaufenden Welle im Rotor das Vorzeichen, danach steigt sie immer weiter an. Die Stromdichte im Rotor verringert sich aufgrund des starken Skin-Effektes. Dadurch wird das resultierende magnetische Feld und damit das Signal in der Messwicklung reduziert. Dieser Einfluß auf die Stromdichte ist auch in Abb. 4-10 für die Synchronfrequenz erkennbar.

Abb. 4-14 a) zeigt auch, dass die Spannung des Grundwellenpaares u_{a_1} durch den Anteil des Wellenpaares mit $\lambda = 3$, u_{a_3} , wie erwartet reduziert wird. Die Wellen höherer Ordnungszahl spielen nahezu keine Rolle mehr. Die Linearisierung nach Gleichung (4-77) ist gut geeignet, das Verhalten des Sensors bis zur halben Synchronfrequenz zu beschreiben.

Der Phasenverlauf der Summenspannung deckt sich nahezu mit dem des Grundwellenpaares. Hohe Drehgeschwindigkeiten haben einen Einfluss auf die Phasenlage. Dies ist ebenfalls durch die reduzierte Frequenz der mitlaufenden Grundwelle im Rotor zu erklären. Die Oberwellen haben eine Phasenlage, die mit der Wellenordnung um je 180° wechselt. Sie wird weniger von der Drehgeschwindigkeit beeinflusst. Die Phasenverschiebung von ca. -90° bei niedrigen Drehzahlen zeigt, dass die gewählte Trägerfrequenz mit $\omega_0 = 2\pi 10$ kHz bereits deutlich über der Grenzfrequenz des Sensors liegt. Auch dieses Verhalten wird für kleine Drehgeschwindigkeiten gut durch die Linearisierung abgebildet.

Die berechnete progressive Drehzahlkennlinie steht scheinbar im Widerspruch zu den Ergebnissen Wagners, der für den Wirbelstromdrehzahlsensor mit Gleichfelderregung eine durchgängig degressive Drehzahlkennlinie findet. Degressive Kennlinien finden sich auch bei den Drehzahlsensoren mit Wechselfelderregung [BIN-60].

Der Einfluss der Erregerfrequenz auf den Verlauf der Kennlinie ist daher für verschiedene Erregerfrequenzen in Abb. 4-15 dargestellt. Da die induzierte Spannung proportional zur Trägerfrequenz ist, wurde die Amplitude in der Darstellung jeweils auf $\omega_0 = 2\pi \cdot 10$ kHz normiert. Die Kennlinien sind nun direkt vergleichbar. Auch bei dem hier vorgestellten Wirbelstromdrehzahlsensor, der keinen magnetischen Rückschluss im Rotor aufweist, ergibt sich bei niedrigen Erregerfrequenzen eine degressive Drehzahlkennlinie.

Die Variation der elektrischen Leitfähigkeit des Rotors, der relativen Permeabilitätszahl des Rotors sowie der Polteilung führt zu Kennlinienscharen, die denen in Abb. 4-15 entsprechen.

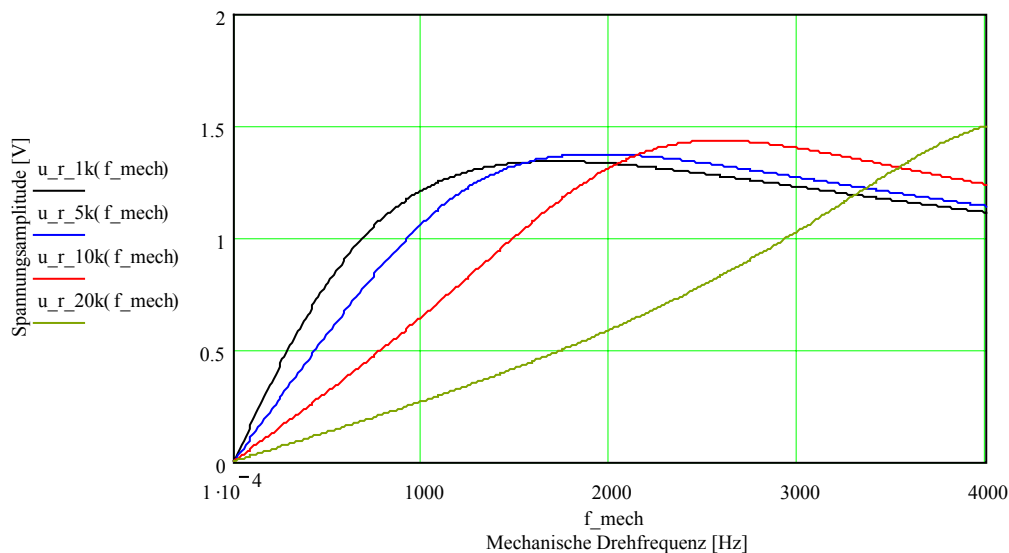


Abb. 4-15: Drehzahlkennlinie bei verschiedenen Erregerfrequenzen

Ergänzende Parameterangaben:		
$\nu = \pm 1 \dots \pm 7$	$u_r_1k: \omega_0 = 2\pi \cdot 1 \text{ kHz}$ $u_r_5k: \omega_0 = 2\pi \cdot 5 \text{ kHz}$	$u_r_10k: \omega_0 = 2\pi \cdot 10 \text{ kHz}$ $u_r_20k: \omega_0 = 2\pi \cdot 20 \text{ kHz}$

Für ein ausgewähltes Wellenpaar der Ordnungszahl λ kann die Bedingung für den Übergang von einer degressiven zu einer progressiven Drehzahlkennlinie formuliert werden, indem die Reihenentwicklung aus Gleichung (4-76) weiter ausgewertet wird. Die Reihenelemente mit x^3, x^7, x^{11}, \dots sorgen für das degressive Verhalten, die dazwischen liegenden Elemente mit x^5, x^9, x^{13}, \dots führen zum progressiven Verhalten. Die Bedingung für den Übergang lautet:

$$r_{\lambda,gr} = 1 \text{ mit der Reynoldszahl } r_{\lambda} = \frac{\omega \sigma \mu_0 \mu_r}{a_{\lambda}^2} \quad (4-79)$$

Für das Grundwellenpaar des simulierten Wirbelstromdrehzahlsensors ergibt sich $r_{\lambda,gr} = 1$ bei $\omega_{0,gr} = 2\pi 5,32$ kHz. Das degressive Verhalten der Spannungsanteile höherer Ordnungszahl ist über diese Grenzbedingung ebenfalls erklärbar.

Anschaulich betrachtet kommt die progressive Drehzahlkennlinie dadurch zustande, dass der Sensor oberhalb der Grenzfrequenz des Rotors, beschrieben durch die Rotorzeitkonstante T_R , betrieben wird. Mit zunehmender Drehzahl wird die Frequenz der mitlaufenden Welle im Rotor reduziert. Die Wirbelströme, die sich proportional zur Frequenz der Welle reduzieren sollten, finden nun im Rotor eine verringerte Impedanz vor, die der Verringerung entgegenwirkt.

Aufgrund des dominierenden Einflusses des Grundwellenpaares ist auch die Rotorzeitkonstante durch die Reynoldszahl dieses Paares bestimmt:

$$T_R \approx \frac{r_1}{\omega} = \frac{\sigma \mu_0 \mu_r \tau_p^2}{\pi^2} \quad (4-80)$$

Ein großer Drehzahlbereich mit definiertem maximalen Linearitätsfehler wird allerdings für $r_{\lambda,gr} > 1$ erreicht. Der progressive Kennlinienteil kompensiert dann im mittleren Drehzahlbereich die degressive Tendenz. Da auch die Wellen höherer Ordnungszahlen zur Ausgangsspannung des Sensors beitragen und somit berücksichtigt werden müssen, gestaltet sich die analytische Gesamtauswertung der Reihenentwicklungen zu aufwendig. Einfacher ist die Simulation mit variierten Parametern, wie Abb. 4-16 auf der folgenden Seite zeigt. Dargestellt ist die differentielle Steigung der Drehzahlkennlinie für fünf Trägerfrequenzen nahe $r_I = 1$. Die Normierung auf die Nullpunktsteigung erlaubt den direkten Vergleich der Kurven. Ist die Steigung $g > 1$, so ist die Kennlinie progressiv. Die Steigung wird dabei durch die folgende Gleichung beschrieben:

$$g = \frac{\partial |U_{ind}(\omega, \omega_{mech})|}{\partial \omega_{mech}} \cdot \frac{1}{\frac{\partial |U_{ind}(\omega, 0)|}{\partial \omega_{mech}}} \quad (4-81)$$

Für $\omega_0 = 2\pi 6$ kHz wird eine gute differentielle Linearität im Drehzahlbereich bis $\omega_{mech} = 2\pi 500$ Hz, dies entspricht $n = 30000$ $1/\text{min}$, erreicht.

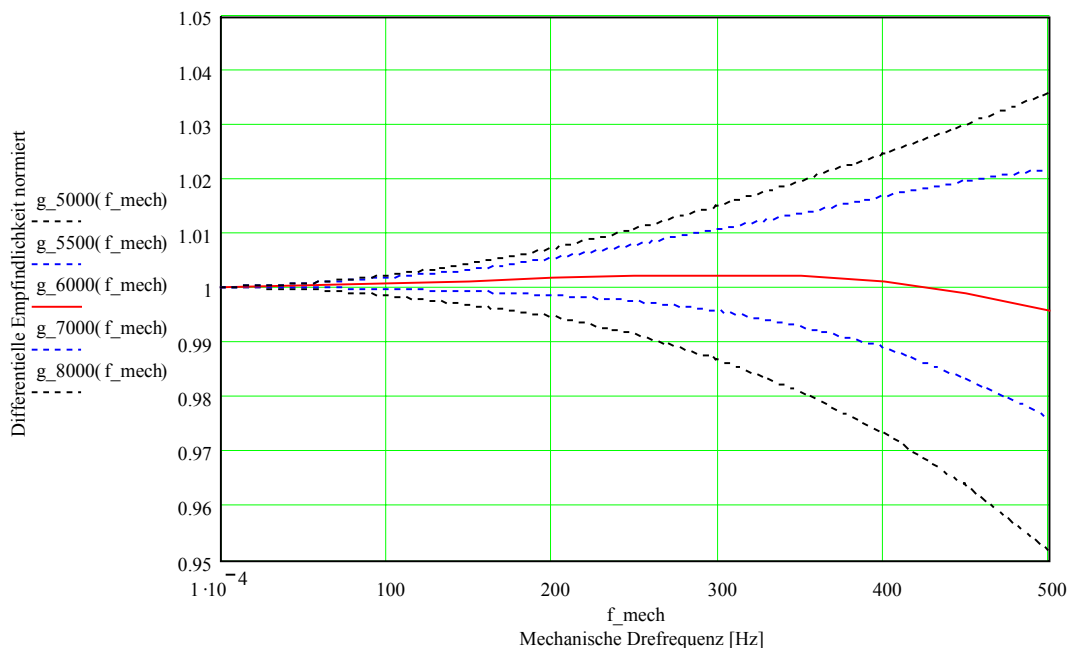


Abb. 4-16: Normierte differentielle Empfindlichkeit des Sensors im Drehzahlbereich bis 500 Hz ($30\,000\, \frac{1}{\text{min}}$) für verschiedene Trägerfrequenzen

Ergänzende Parameterangaben:		
$\nu = \pm 1 \dots \pm 7$	$g_{5000}: \omega_0 = 2\pi \cdot 5\, \text{kHz}$	$g_{6000}: \omega_0 = 2\pi \cdot 6\, \text{kHz}$
	$g_{5500}: \omega_0 = 2\pi \cdot 5,5\, \text{kHz}$	$g_{7000}: \omega_0 = 2\pi \cdot 7\, \text{kHz}$
		$g_{8000}: \omega_0 = 2\pi \cdot 8\, \text{kHz}$

Die wesentlichen Kriterien für die Auslegung des Wirbelstromdrehzahlsensors im Hinblick auf die Drehzahlkennlinie lassen sich kurz zusammenfassen:

- Für eine hohe Empfindlichkeit werden die Polpaarzahl und die Länge des Sensors möglichst groß gewählt. Der Erregerstrom wird ebenfalls so groß, wie aus thermischen Gründen zulässig, gewählt.
- Die Erregerfrequenz wird so hoch wie möglich gewählt, um einen großen Messbereich mit guter Linearität zu erzielen.
- Die elektrische Leitfähigkeit des Rotors wird möglichst hoch gewählt, die Polteilung im Gegenzug möglichst klein
- Für eine gute Linearität des Sensors ist im wesentlichen die Reynoldszahl des Grundwellenpaares auf $r_I = 1 \dots 1,2$ zu optimieren.
- Aus konstruktiven Gründen sind der Reduktion der Polteilung Grenzen gesetzt. Auch muss die Polteilung deutlich größer sein, als der Luftspalt. Die maximale Erregerfrequenz bei gegebenem Rotormaterial ist daher begrenzt.

Die Ausgangsspannung des Sensors ist von der Größe des Luftspaltes zwischen Rotor und Stator abhängig, wie in Gleichung (4-65) dargestellt ist. Abb. 4-17 zeigt die Abhängigkeit für eine feste mechanische Drehfrequenz. Dieser Einfluss wird in den Näherungslösungen (4-76) und (4-77) für die Drehzahlkennlinie nicht erfasst und muss als Skalierungsfaktor für die Steigung der Kennlinie berücksichtigt werden. Der Vergleich ausgewählter Näherungslösungen mit der vollständigen Lösung zeigt, dass der Einfluss des Luftspaltes auf die Linearität des Sensors für $\delta < 0.05 \cdot \tau_p$ vernachlässigbar ist.

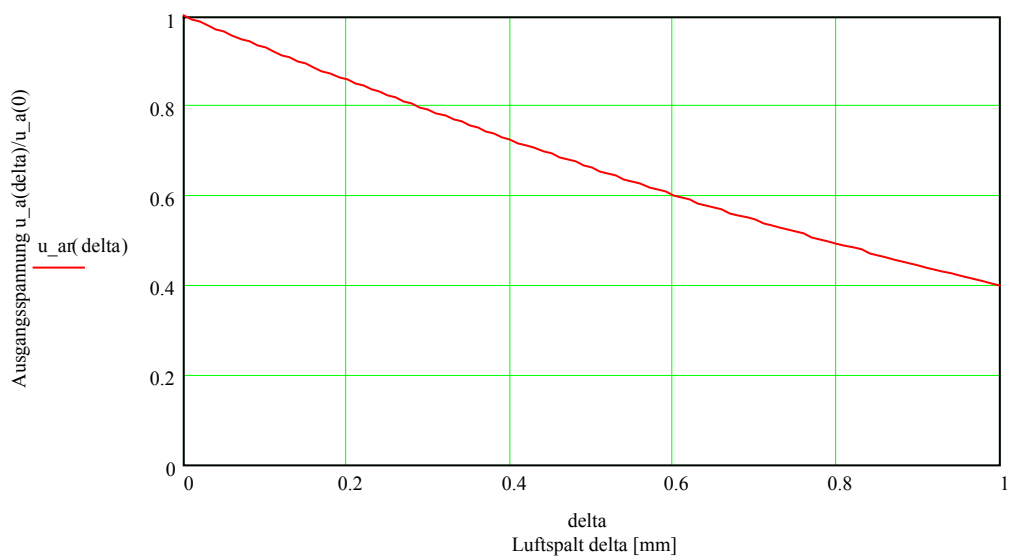


Abb. 4-17: Ausgangsspannung in Abhängigkeit des Luftspaltes δ

Ergänzende Parameterangaben:			
$\omega_0 = 2\pi \cdot 10 \text{ kHz}$	$\omega_{mech} = 2\pi \cdot 1 \text{ kHz}$	$\nu = \pm 1 \dots \pm 7$	$\tau_p = 5 \text{ mm}$

4.4.6 Frequenz- und Phasengang des Sensors

Die Ausgangsspannung des Wirbelstromdrehzahlsensors ist von der Erregerfrequenz abhängig. Nach Gleichung (4-70) steigt sie linear mit der Frequenz an. Bei hohen Erregerfrequenzen sorgt der Term $(P_\lambda - P_{(-\lambda)})$ für eine Reduzierung der Signalamplitude und eine Phasendrehung im Ausgangssignal. Den Amplituden- und Phasenverlauf über der Erregerfrequenz zeigt Abb. 4-18.

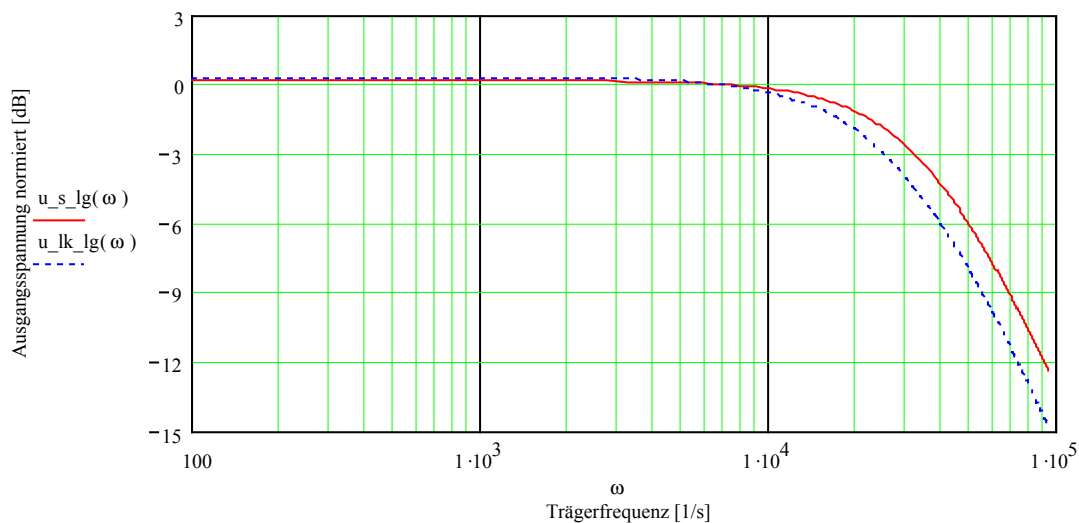


Abb. 4-18: a) Amplitudengang des Wirbelstromdrehzahlsensors

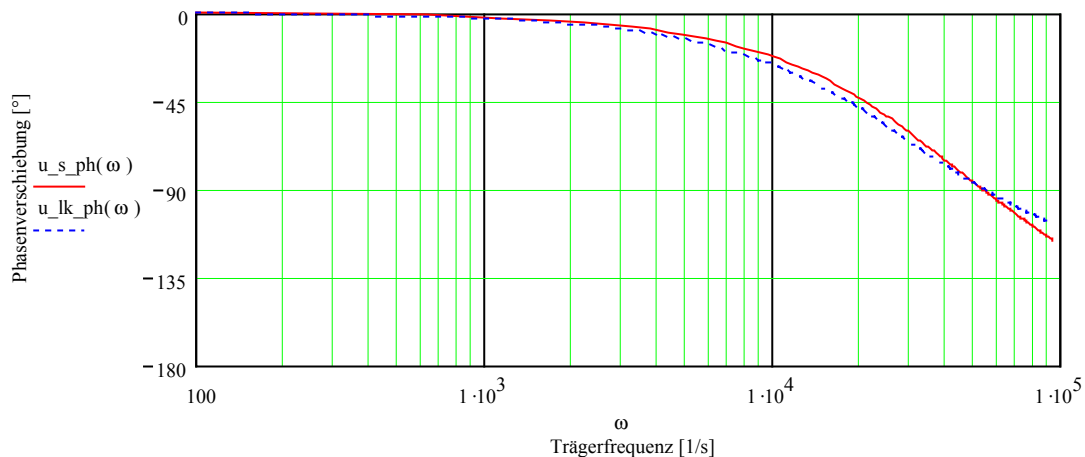


Abb. 4-18: b) Phasenverschiebung zw. Ausgangssignal und Erregerstrombelag (90°-Phasenversatz zwischen $A_{z,\lambda}$ und $U_{ind,\lambda}$ bereits heraus gerechnet)

Ergänzende Parameterangaben:		
$\omega_{mech} = 2\pi \cdot 500 \text{ Hz}$	$\omega_0 = 2\pi \cdot 1 \text{ kHz}$	u_s_lg / u_s_ph : vollständige Lösung u_lk_lg / u_lk_ph : Näherungslösung

Dargestellt sind sowohl die Verläufe der vollständigen Lösung, als auch die Ergebnisse der linearen Näherung nach Gleichung (4-77). Die Kurven für den

Amplitudenverlauf sind auf $\omega_0 = 2\pi \cdot 1 \text{ kHz}$ normiert, um die Grundabhängigkeit von der Erregerfrequenz zu eliminieren. Die Darstellung erfolgt logarithmisch:

$$u_{x_lg}(\omega) = 20 \cdot \log \left(\frac{|U_{ind}(\omega)|}{|U_{ind}(\omega_0)|} \cdot \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (4-82)$$

Der in Abb. 4-18 b) dargestellte Phasengang berücksichtigt bereits einen festen Anteil von 90° Phasenverschiebung zwischen dem anregenden Strombelag und der Ausgangsspannung:

$$u_{x_ph}(\omega) = \arctan \left(\frac{\text{Im}\{U_{ind}(\omega)\}}{\text{Re}\{U_{ind}(\omega)\}} \right) - \frac{\pi}{2} \quad (4-83)$$

Während der Amplitudenverlauf der Näherungslösung oberhalb der Grenzfrequenz um ca. 1,5 dB vom Verlauf der vollständigen Lösung abweicht, wird der Phasengang durch die Näherungslösung auch jenseits der Grenzfrequenz sehr gut erfasst.

Mit den Parametern nach Tab. 4-6 ergibt sich die Grenzfrequenz für den -3dB -Punkt des Amplitudenverlaufes zu $\omega_{gr} \approx 2\pi \cdot 5 \text{ kHz}$. Dies entspricht wiederum der Reynoldszahl $r_l \approx 1$ für das Grundwellenpaar. Oberhalb der Grenzfrequenz ist der Amplitudenabfall etwas steiler, als 20dB pro Dekade, auch die Phase ändert sich stärker, als bei einem Tiefpass 1. Ordnung.

Aufgrund der guten Übereinstimmung der Verläufe in Abb. 4-18 kann der Einfluss der Reynoldszahl auf den Frequenzgang des Sensors auf Basis der Näherungslösung (4-77) untersucht werden. Die Übertragungsfunktion \underline{R}_λ fasst die frequenzabhängigen Anteile der Näherungslösung zusammen:

$$\underline{R}_\lambda = r_\lambda \cdot \left(\frac{1}{1 + jr_\lambda} \right)^{\frac{3}{2}} \quad (4-84)$$

Abb. 4-19 auf der folgenden Seite zeigt den Amplituden- und Phasenverlauf der Grundwellenfunktion \underline{R}_l mit variierten Parametern für die Polteilung und die elektrische Leitfähigkeit. Unabhängig von den Parametern ergibt sich am -3dB -Eckpunkt eine Phasendrehung von ca. 67° . Die Reynoldszahl der Grundwelle beträgt an diesem Punkt $r_l = 1$.

Für den Einsatz in Servoantrieben ist das Verhalten des Sensors bei dynamischen Änderungen der Drehzahl von Interesse. Die Berechnung basiert hingegen auf einer konstanten mechanischen Drehgeschwindigkeit.

In Kapitel 4.4.4 wurde die Reynoldszahl eingeführt, mit der die Gleichung (4-72) zum Übertragungsverhalten umgeschrieben werden kann:

$$\beta_\lambda = \sqrt{1 + j \frac{\omega + \lambda p_0 \omega_{mech}}{\omega} \cdot r_\lambda} \quad (4-85)$$

Die Reynoldszahl beeinflusst also die Übertragungsfunktionen für die mechanische Winkelgeschwindigkeit und das Erregerfeld in gleichem Maße. Eine getrennte Analyse des dynamischen Verhaltens ist somit nicht erforderlich.

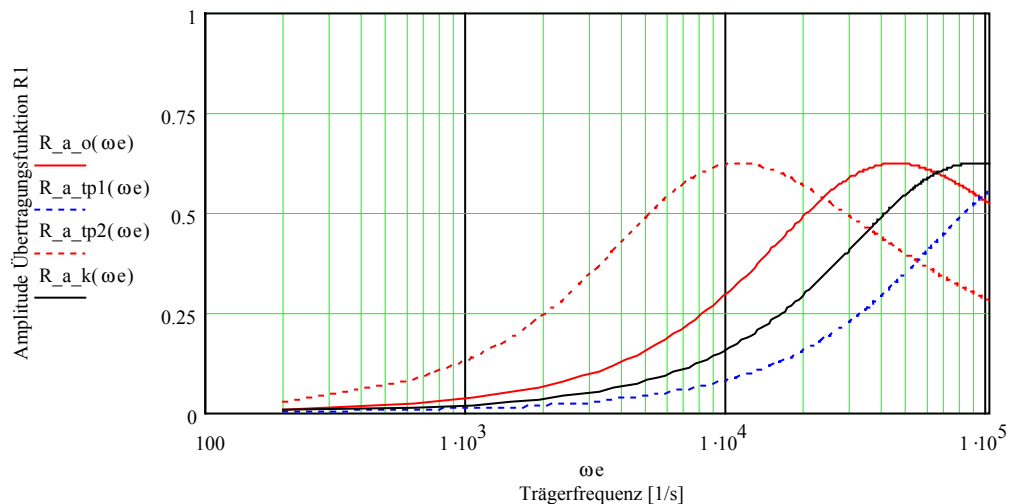


Abb. 4-19: a) Amplitudenverlauf $|R_I(\omega_e)|$ in Abhängigkeit der Erregerfrequenz

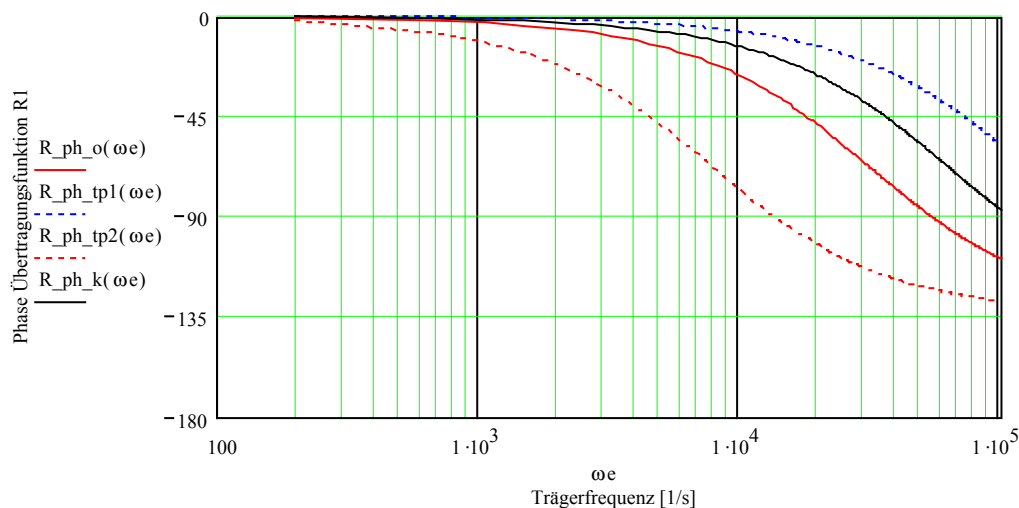


Abb. 4-19: b) Phasenverlauf $|R_I(\omega_e)|$ in Abhängigkeit der Erregerfrequenz

Ergänzende Parameterangaben:		
ω_{mech} beliebig	R_a_o / R_ph_o:	Näherungslösung mit Originalparametern
	R_a_tp1 / R_ph_tp1:	Polteilung τ_p halbiert
	R_a_tp2 / R_ph_tp2:	Polteilung τ_p verdoppelt
	R_a_k / R_ph_k:	elektrische Leitfähigkeit κ halbiert

4.5 Berücksichtigung der axialen Länge

Die begrenzte axiale Länge des Sensors wirkt sich auf die praktische Verwendbarkeit der durchgeführten zweidimensionalen Feldberechnung aus.

Ansätze zur Berücksichtigung der endlichen Länge finden sich in Untersuchungen über die Asynchronmaschine mit massivem Läufer. Die gefundenen Lösungen werden zum Teil aus Versuchen empirisch ermittelt, wie Riepe zusammenfasst [RIE-77]. Für Vergleichsmessungen wird der Rotor mit Endringen aus sehr gut leitfähigem Material, z.B. Kupfer, versehen. Die Alternative ist eine analytische dreidimensionale Feldberechnung. Sie führt nur mit starken Einschränkungen zu lösbaren Differentialgleichungen. Die Auswertung der Lösungen ist sehr aufwendig und erfordert numerische Methoden [PRE-90]. In vielen Fällen in der Literatur beschränkt sich die Berücksichtigung der endlichen Länge auf eine Korrektur der elektrischen Leitfähigkeit des Rotors. Sie wird reduziert, weil sich die Wirbelströme im Stirnbereich schließen müssen, wodurch sich der Weg der Strompfade effektiv verlängert.

Im Gegensatz zur Asynchronmaschine fehlt beim Sensor der magnetische Rückschluss im Rotor. Die Erregerfrequenz ist wesentlich größer als die mechanische Frequenz, es gilt somit $s_v \approx v$. Der Skin-Effekt ist im Rotor stark ausgeprägt, die Wirbelströme werden auf enge Bahnen unterhalb der Erregerwicklung und im Oberflächenbereich des Rotors zusammengeschnürt. Bei begrenzter axialer Länge haben die Erregerströme im Stirnbereich ebenfalls einen Einfluss auf die Normalkomponente des Magnetfeldes unter den Polen und damit auch auf die Größe der geschwindigkeitsabhängigen Wirbelströme im Rotor. Die wesentlichen zu erwartenden Einflussfaktoren auf die Sensordaten sind somit:

- Der axiale Überstand der Wickelköpfe beider Wicklungen führt zu einer Vergrößerung des Sensors in axialer Richtung.
- Die Bahnen der Wirbelströme im Rotor schließen sich über den Stirnbereich, die effektive Länge der Wirbelstrombahnen wird dadurch erhöht.
- Der Strom in den Wickelköpfen der Erregerwicklung vergrößert die Normalkomponente der magnetischen Flussdichte des Erregerfeldes.

4.5.1 Einfluss der Wickelköpfe auf die aktive Sensorlänge

In einem magnetischen Kreis hoher Permeabilität mit kleinem Luftspalt wird der magnetische Fluss nahezu vollständig im Luftspaltbereich unter den Polen konzentriert. Bei einer Vergrößerung des Luftspaltes streut das Feld in den Außenraum. Im Falle einer Luftspule ohne magnetischem Rückschluss fallen die Feldkanten mit der Position eben dieser Spule zusammen [WIE-93].

Der Wirbelstromsensor erfordert Materialien mit $\mu_r \approx 1$ im Rotor, um den Betrieb mit hohen Frequenzen zu ermöglichen. Es liegen folglich die Verhältnisse einer Statorwicklung mit großem Luftspalt vor.

Abb. 4-20 zeigt den Aufbau der Wicklungen aus Sicht des Stators. Die Wickelköpfe haben die Überstandslänge l_k .

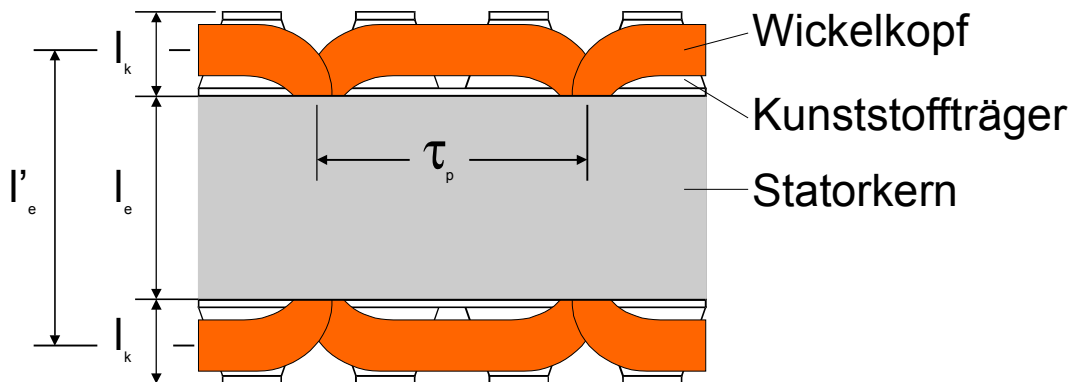


Abb. 4-20: Aufbau der Statorwicklungen

Der Luftspalt zwischen dem Rotor und der Statorwicklung ist gering. Es gilt:

$$\delta' < l_k \quad (4-86)$$

Leiterstücke der Erregerwicklung im Bereich von l_k führen daher vornehmlich zu Wirbelströmen im Rotor und nicht zu einer Verstärkung des Feldes unter dem eigentlichen Pol des Stators.

Da die Messwicklung den gleichen Aufbau aufweist, wie die Erregerwicklung, führen die Wickelköpfe zu einer Vergrößerung der Länge des aktiven Teils des Wirbelstromsensors. In der Berechnung der Sensordaten wird dies durch eine korrigierte mittlere Sensorlänge l_e' berücksichtigt:

$$l_e' = l_e + 2 \cdot \frac{l_k}{2} \quad (4-87)$$

4.5.2 Die elektrische Leitfähigkeit des Rotors

Die Wirbelströme fließen im Bereich des Stators ausschließlich in axialer Richtung. Im Stirnbereich außerhalb des Erregerfeldes teilen sie sich und fließen in die positive und in die negative x-Richtung [HÜB-93], [RIE-77].

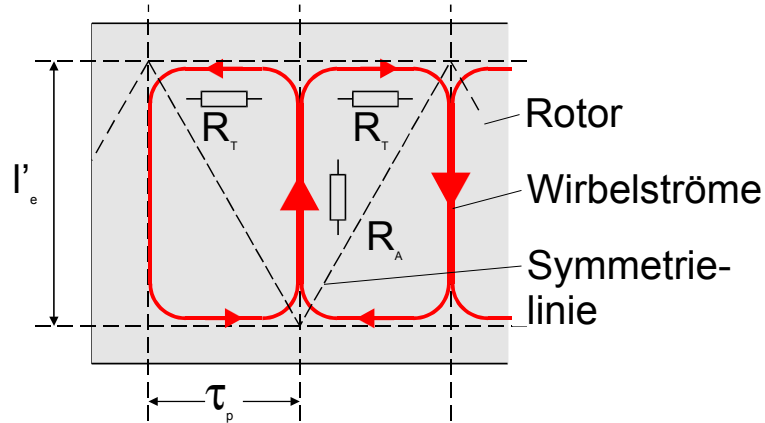


Abb. 4-21: Wirbelstrombahnen im Rotor

Der Wirbelstrom, der die Querschnittsfläche dA in der x-y-Ebene durchsetzt, teilt sich im Stirnbereich in zwei Anteile, wie Abb. 4-21 zeigt. Der starke Skin-Effekt führt zu einer starken Konzentration der Wirbelströme unter den Polkanten der Erregerwicklung. Zumindest in diesem Bereich ist es zulässig, den effektiven Querschnitt dA in axialer und tangentialer Richtung gleich anzusetzen. Jedem Strom wird entsprechend der skizzierten Symmetrielinie nur ein Stirnbereich zugeordnet. Der resultierende Bahnwiderstand R'_{Res} des Stroms setzt sich aus einem axialen Anteil R'_A sowie zwei gleichen parallel geschalteten tangentialen Anteilen R'_T zusammen:

$$R'_{Res} = R'_A + \frac{R'_T}{2} \quad (4-88)$$

Für die Einzelanteile gilt:

$$R'_A = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{l'_e}{dA} \quad \text{und} \quad R'_T = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{\tau_p}{dA} \quad (4-89)$$

Der resultierende Bahnwiderstand definiert sich aus einer modifizierten elektrischen Leitfähigkeit σ' bezogen auf die Länge l'_e zu:

$$R'_{Res} = \frac{1}{\sigma'} \cdot \frac{l'_e}{dA} \quad (4-90)$$

Die elektrische Ersatzleitfähigkeit, die für die Bestimmung der Sensordaten nach dem zweidimensionalen Modell verwendet wird, kann nun mit (4-88) bis (4-90) aus den geometrischen Abmessungen berechnet werden:

$$\sigma' = \sigma \cdot \frac{2l'_e}{2l'_e + \tau_p} \quad (4-91)$$

4.5.3 Einfluss des Erregerstroms in den Wickelköpfen

Kapitel 4.4.1 liefert die Komponenten der magnetischen Flussdichte im Luftspalt für ein zweidimensionales Feldproblem mit einem anregenden Strombelag A_z in axialer Richtung. In den Wickelköpfen teilt sich die Wicklung, der Erregerstrom fließt je zur Hälfte in positive und negative x -Richtung. Die Komponenten der magnetischen Flussdichte aufgrund dieses Strombelags A_x können durch die Lösung eines entsprechenden zweidimensionalen Feldproblems in der y - z -Ebene bestimmt werden. Die Überlagerung beider Teillösungen trifft die tatsächlichen Feldverhältnisse besser, als eine reine zweidimensionale Betrachtung. Lediglich in den „Ecken“ werden die Verhältnisse nicht richtig abgebildet. Das Flussdichtefeld hat nun Komponenten aller Koordinaten:

$$\vec{B} = \begin{pmatrix} B_x \\ B_y \\ B_z \end{pmatrix} \quad (4-92)$$

Die Wirbelströme im Rotor setzen sich aus zwei Anteilen zusammen. Der elektromagnetische Anteil aufgrund $\dot{\vec{B}}$ braucht aus Symmetriegründen nicht betrachtet werden. Der elektrodynamische Anteil der Wirbelströme ergibt sich

aus $\vec{J} = \sigma \cdot (\vec{v} \times \vec{B})$ mit $\vec{v} = \begin{pmatrix} v_x \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$ zu:

$$\vec{J} = \begin{pmatrix} 0 \\ J_y \\ J_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ -v_x \cdot B_z \\ v_x \cdot B_y \end{pmatrix} \quad (4-93)$$

Die Stromdichte J_y hat wiederum ein Feld in x - und z -Richtung zur Folge. Sie trägt nicht zur induzierten Spannung in der Messwicklung bei, da diese nur auf die Komponente B_y anspricht. Die Überlagerung der y -Komponenten der

magnetischen Flussdichte ist somit hinreichend, um den Einfluss der Wickelköpfe auf das Erregerfeld und damit auf die in der Messwicklung induzierte Spannung zu erfassen.

Aufgrund des linearen Zusammenhangs zwischen Strombelag und Flussdichte kann der Einfluss in Form eines korrigierten Strombelags $A'_{z,1}$ berücksichtigt werden. Für die Bestimmung des Faktors wird das resultierende Feld ohne die Rückwirkung vom Rotor bestimmt. Im Bereich I gilt somit $\sigma = 0$. Das Erregerfeld besteht aus den zwei Anteilen:

$$B_{y,e} = B_{y,e1}(A_z) + B_{y,e2}(A_x) \quad (4-94)$$

Das Grundwellenpaar bestimmt im Wesentlichen das Verhalten des Sensors, wie bereits gezeigt wurde. Die Amplitudenmaxima der Grundwellenpaare in x - und z -Richtung fallen in der Mitte des Pols, also bei $l_e/2$ und $\tau_p/2$ zusammen. Die y -Abhängigkeit der Normalkomponente der magnetischen Flussdichte ist für $|y| < t_p$ und $|y| < l_e$ vernachlässigbar. Für die Amplituden der Flussdichte gilt nach Gleichung (4-53) unter diesen Voraussetzungen vereinfacht:

$$\hat{B}_{y,e1}(A_z) \approx \mu_0 \mu_r \cdot A_{z,v=1} \quad (4-95)$$

$$\hat{B}_{y,e2}(A_x) \approx \mu_0 \mu_r \cdot A_{x,v=1} \quad (4-96)$$

Die Breite der Nuten sei klein gegenüber der Polteilung bzw. gegenüber der Eisenlänge l_e in z -Richtung. Die Strombeläge nach Gleichung (4-19) können dann vereinfacht geschrieben werden:

$$A_{z,1} \approx \frac{2}{\pi} \cdot \frac{N_p \hat{I}_p}{b_N} \cdot \frac{\pi \cdot b_N}{2\tau_p} \quad (4-97)$$

$$A_{x,1} \approx \frac{2}{\pi} \cdot \frac{N_p \hat{I}_p}{2b_{N,x}} \cdot \frac{\pi \cdot b_{N,x}}{2l_e} \quad (4-98)$$

Für den Ersatzstrombelag $A'_{z,1}$ ergibt sich daraus im Ergebnis:

$$A'_{z,1} \approx A_{z,1} \cdot \left(1 + \frac{\tau_p}{2l_e} \right) \quad (4-99)$$

Die zweidimensionale Berechnung eines Sensors mit quadratischer Polfläche erfordert also den Ansatz des 1,5-fachen Strombelags in z -Richtung zur Erfassung des Einflusses der Erregerströme in den Wickelköpfen.

4.6 Sensorbeschreibung mittels Ersatzschaltbild

4.6.1 Bestimmung der Impedanzen der Wicklungen

Die Dimensionierung der Auswerteelektronik für den Sensor erfordert die Bestimmung der Impedanzen der Erregerwicklung sowie der Messwicklung. Die elektrischen Daten der Erregerwicklung beeinflussen die Auslegung der Spannungs- oder Stromquelle für die Erzeugung des Erregerfeldes. Die Daten der Messwicklung werden für die Auslegung der Eingangsverstärker benötigt. Die Impedanzen sind gegeben durch:

$$\text{Erregerwicklung:} \quad Z_{ds} = R_{ds} + j\omega \cdot L_{ds} \quad (4-100)$$

$$\text{Messwicklung:} \quad Z_{qs} = R_{qs} + j\omega \cdot L_{qs} \quad (4-101)$$

Die Wicklungswiderstände werden über den jeweiligen Drahtquerschnitt q_{CU} und die mittlere Drahtlänge der Wicklung bestimmt. Für die Erregerwicklung gilt:

$$R_{ds} = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{2 \cdot p_0 \cdot N_p \cdot (\tau_p + l'_e)}{q_{CU}} \quad (4-102)$$

Die Reaktanz der Wicklung bestimmt sich additiv über das Luftspaltfeld und das Streufeld, wie Abb. 4-22 zeigt. Die Streuung der Wickelköpfe wird entgegen der üblichen Vorgehensweise in der Literatur im Ansatz für das Luftspaltfeld mit berücksichtigt [TAE-71], da im Modell des Sensors eine korrigierte axiale Länge l'_e verwendet wird. Es verbleibt die gesonderte Erfassung der Nutstreureaktanz.

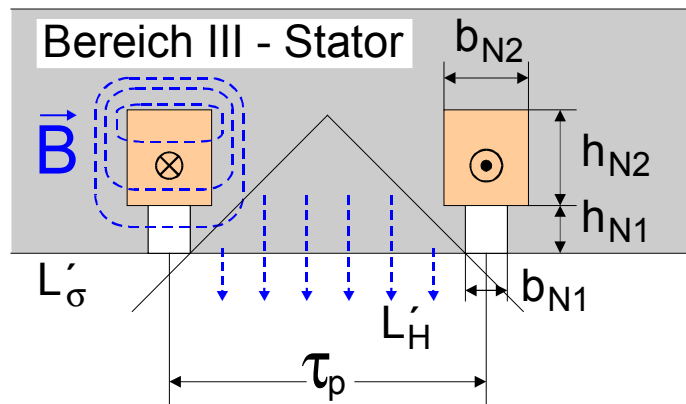


Abb. 4-22: Darstellung der Nutstreureaktanz – Hauptabmessungen der Nuten

Die Nutstreureaktanz kann für eine einzelne Nut über die Bestimmung der magnetischen Energie in den Teilvolumina $(l'_e h_{N1} b_{N1})$ und $(l'_e h_{N2} b_{N2})$ sowie dem

anschließenden Vergleich mit der elektrischen Energie $W_m = \frac{1}{2} L'_\sigma I_p^2$ errechnet werden. Es ergibt sich für eine einzelne Nut [MOS-95]:

$$L'_\sigma = \mu_0 I'_e N_p^2 \cdot \left(\frac{h_{N2}}{3b_{N2}} + \frac{h_{N1}}{b_{N1}} \right) \quad (4-103)$$

Die Reaktanz des Luftspaltfeldes wird über das Induktionsgesetz aus der Normalkomponente des magnetischen Flusses an der Rotoroberfläche bestimmt. Der Strom I_p , der durch die N_p Drähte in der Nut fließt, erzeugt das Luftspaltfeld. Die Drähte schließen sich je zur Hälfte um den links und den rechts der Nut liegenden Pol, so dass die Windungszahl $N_p/2$ für die induzierte Spannung anzusetzen ist:

$$\underline{U}_{ind} = -L'_H \cdot \frac{dI_p}{dt} = -\frac{N_p}{2} \cdot \frac{d\Phi_{y,H} |_{y=\delta'}}{dt} \quad (4-104)$$

Mit dem Übergang zu Phasoren folgt:

$$L'_H = \frac{N_p}{2} \cdot \frac{\operatorname{Re}\{j\omega \cdot \Phi_{y,H} |_{y=\delta'}\}}{\operatorname{Re}\{j\omega \cdot I_p\}} \quad (4-105)$$

Das Integral der Normalkomponente der magnetischen Flussdichte aus (4-53) im Bereich einer Polteilung liefert den magnetischen Fluss einer Welle. Die Summe aller mit- und gegenlaufenden Wellen ergibt das gewünschte Ergebnis.

$$\Phi_{y,H} |_{y=\delta'} = I'_e \cdot \sum_{v=\pm 1, \pm 3, \dots} \left(\int_0^{\tau_p} B_{y,v,H}(x, \delta') dx \right) \quad (4-106)$$

Da das Verhalten des Sensors vom Grundwellenpaar bestimmt wird, bieten sich Vereinfachungen und eine anschließende analytische Lösung des Integrals an:

- Die Lösung beschränkt sich auf die Betrachtung des Grundwellenpaares.
- Der Läufer wird entfernt, d.h. $\sigma = 0$; $\mu_r = 1$; $\delta' = 0$. Die Rückwirkung vom Rotor wird somit vernachlässigt.
- Die Öffnungsweite der Nut b_{NI} sei klein gegenüber der Polteilung τ_p . Dies erlaubt die Vereinfachung der Fourierkoeffizienten für den Strombelag.

Der magnetische Fluss des Grundwellenpaares errechnet sich dann zu:

$$\Phi_{y,\pm 1,H} |_{y=\delta'} = \frac{4}{\pi} \mu_0 I'_e N_p \left(1 + \frac{\tau_p}{2l'_e} \right) \cdot \hat{I}_p \quad (4-107)$$

Aus (4-107) und (4-105) errechnet sich die Luftspaltinduktivität eines Pols zu:

$$L'_H = \frac{2}{\pi} \mu_0 l'_e N_p^2 \cdot \left(1 + \frac{\tau_p}{2l'_e} \right) \quad (4-108)$$

Die Gesamtinduktivität der Erregerwicklung errechnet sich abschließend aus der Summe der Nutstreureaktanzen und der Luftspaltinduktivitäten aller Pole:

$$L_{ds} = 2p_0 (L'_H + L'_\sigma) \quad (4-109)$$

Die Impedanz der Erregerwicklung ist somit vollständig bestimmt. Da der Aufbau der Messwicklung dem der Erregerwicklung in allen geometrischen Abmessungen entspricht, können die Ergebnisse für die Messwicklung direkt übernommen werden. Lediglich die Anzahl der Drähte der Messwicklung N_s und der zugehörige Kupferquerschnitt q_{CU} sind anzupassen.

4.6.2 Das Vierwicklungsmodell der Asynchronmaschine

Der Wirbelstromdrehzahlsensor entspricht im Aufbau einer Asynchronmaschine mit massivem Läufer. Die entsprechende Modellbildung kann übernommen werden. Da der Rotor homogene elektrische und magnetische Eigenschaften hat, bietet sich die Transformation der Rotorkoordinaten in ein gemeinsames d - q -Ruhsystem entsprechend dem Vierwicklungsmodell an [WEH-89].

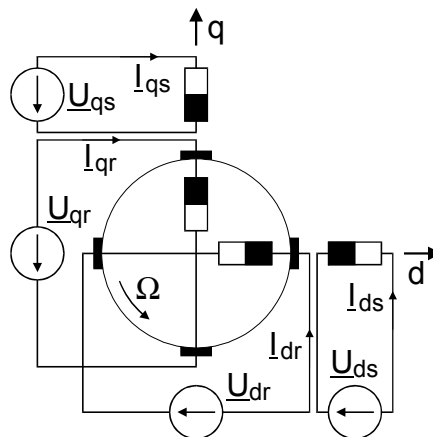


Abb. 4-23: Vierwicklungsmodell der Asynchronmaschine (2-polig)

Die Erregerwicklung und die Messwicklung sind im Sensor um 90° elektrisch versetzt angeordnet. Die Achsen der Wicklungen fallen daher mit der d - und der q -Achse dieses Maschinenmodells zusammen. Die Erregerwicklung liege in der d -Achse, die Messwicklung in der q -Achse. Aufgrund der unterschiedlichen

Auslegung der beiden Wicklungen ist die Maschine statorseitig asymmetrisch. Die Bauform des Rotors entspricht der eines Kurzschlussläufers. Die Spannungen \underline{U}_{dr} und \underline{U}_{qr} sind daher in der Modellbildung auf Null zu setzen. Die vier Spannungsgleichungen der Maschine ergeben sich damit wie folgt:

$$\begin{aligned}\underline{U}_{ds} &= (R_{ds} + j\omega L_{ds}) \cdot \underline{I}_{ds} + j\omega M_d \cdot \underline{I}_{dr} \\ \underline{U}_{qs} &= (R_{qs} + j\omega L_{qs}) \cdot \underline{I}_{qs} + j\omega M_q \cdot \underline{I}_{qr} \\ 0 &= (R_r + j\omega L_r) \cdot \underline{I}_{dr} + j\omega M_d \cdot \underline{I}_{ds} + \Omega \cdot M_q \cdot \underline{I}_{qs} + \Omega \cdot L_r \cdot \underline{I}_{qr} \\ 0 &= (R_r + j\omega L_r) \cdot \underline{I}_{qr} + j\omega M_q \cdot \underline{I}_{qs} - \Omega \cdot M_d \cdot \underline{I}_{ds} - \Omega \cdot L_r \cdot \underline{I}_{dr}\end{aligned}\quad (4-110)$$

Die Rotorgleichungen liefern den Strom \underline{I}_{qr} in Abhängigkeit der Statorströme:

$$\underline{I}_{qr} = \frac{\Omega \cdot R_r \cdot M_d}{(R_r + j\omega L_r)^2} \cdot \underline{I}_{ds} + \frac{((\omega^2 - \Omega^2) \cdot L_r - j\omega \cdot R_r) \cdot M_q}{(R_r + j\omega L_r)^2} \cdot \underline{I}_{qs}\quad (4-111)$$

Die Ausgangsspannung des Sensors \underline{U}_{qs} wird durch Einsetzen von (4-111) in (4-110) - Zeile 2 bestimmt. Bei einer hinreichend hohen Abschlussimpedanz an der Messwicklung ist der Einfluss von \underline{I}_{qs} auf \underline{U}_{qs} vernachlässigbar. Dies trifft für die Sensoranwendung zu. Für die Ausgangsspannung des Sensors gilt dann:

$$\underline{U}_{qs} = \frac{j\omega \cdot \Omega \cdot R_r \cdot M_d \cdot M_q}{(R_r + j\omega L_r)^2} \cdot \underline{I}_{ds}\quad (4-112)$$

Bei Beschränkung auf das Grundwellenpaar ist zumindest der Vergleich einiger Lösungsanteile von (4-112) mit der Näherung (4-77) aus Kapitel 4.4.4 für die in der Messwicklung induzierte Spannung sinnvoll:

$$\frac{M_d \cdot M_q}{R_r} \cdot \frac{1}{(1 + j\omega T_r)^2} = \frac{2p_0 N_p N_s \mu_0^2 \mu_r^2 l_e'}{\pi^3} \cdot \left(1 + \frac{\tau_p}{2 \cdot l_e'}\right) \cdot \tau_p^2 \sigma \cdot \frac{\sqrt{1 + jr_1}}{(1 + jr_1)^2}\quad (4-113)$$

Für $r_1 < 1$ kann die Rotorzeitkonstante des Sensors einfach angegeben werden.

Für größeres r_1 ist der Term $\sqrt{1 + jr_1}$ zu berücksichtigen.

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} = \frac{r_1}{\omega} = \frac{\sigma \mu_0 \mu_r \tau_p^2}{\pi^2}\quad (4-114)$$

Der Term $(M_d \cdot M_q)$ besitzt dieselbe Lösungsstruktur, wie das Produkt $(L_{ds} \cdot L_{qs})$ aus (4-109), ist aber vom Betrag wesentlich kleiner. Dies bedeutet, dass die Rückwirkung des Rotors auf die Statorwicklungen gering ist. Der magnetische Streufluss dominiert. Für die Beschreibung des Sensors ist eine entkoppelte Darstellung der Wicklungen in der d - und q -Achse hinreichend.

5 Ausführung der Prototypen

Die in Kapitel 4 berechneten Daten des Wirbelstromdrehzahlsensors werden durch den Aufbau von zwei Prototypen verifiziert. Die Prototypen besitzen die gleichen mechanischen Außenabmessungen, damit sie für vergleichende Messungen in einem Versuchsaufbau eingesetzt werden können, sie unterscheiden sich aber in den folgenden Punkten:

- Die Ausführung des Stators – Polteilung und Wickeldaten
- Die Ausführung des Rotors – Material und Durchmesser

Diese Varianten erlauben die Überprüfung sowohl der statischen als auch der dynamischen Eigenschaften des Wirbelstromdrehzahlsensors.

5.1 Mechanischer Aufbau

Die Abb. 5-1 zeigt die gemeinsamen Abmessungen der Statoren beider Prototypen, ein Photo der Sensorbauteile zeigt Abb. 5-2 auf der folgenden Seite. Der Stator ist in einen Edelstahlring eingeklebt, der die einfache Montage des Sensors erlaubt. Die Außenabmessungen wurden so gewählt, dass der Sensor kompatibel zu einem Resolver der Baugröße „15“ ist. Dies erleichtert die Montage an bestehende Geberaufnahmen von Synchronmotoren.

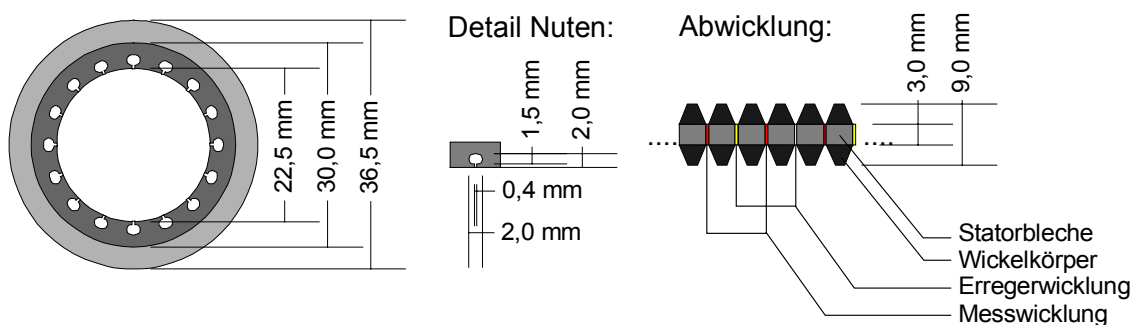


Abb. 5-1: Aufbau des Stators für den Wirbelstromdrehzahlsensor

Der Stator besteht aus geschichteten Transformatorblechen der Sorte E3/E4 mit der Stärke $d_B \approx 0,25$ mm [TAB-94]. Diese Bleche werden auch in der Herstellung von Resolvieren verwendet [RES-00]. Sie besitzen mit $\mu_r = 4000 \dots 20000$ eine hohe Permeabilität und sind für hohe Erregerfrequenzen ($\omega > 2 \cdot \pi 10 \text{ kHz}$) einsetzbar.

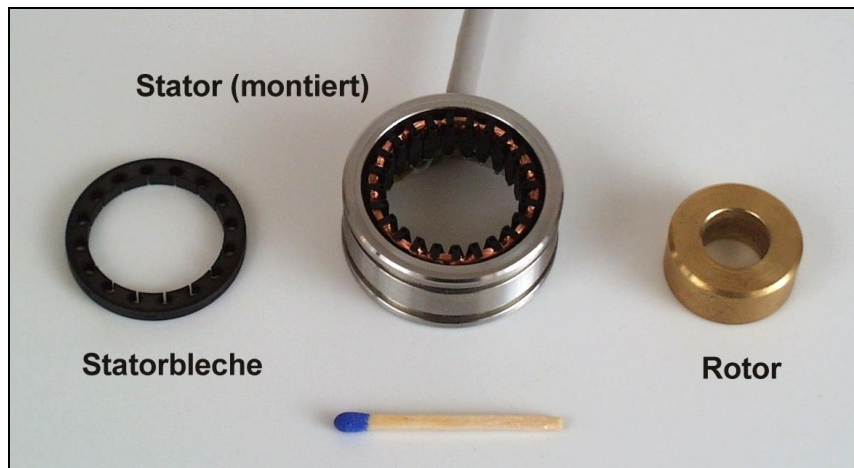


Abb. 5-2: Darstellung der Sensorbauteile

Der Versuch, den Stator aus Kunststoff gebundenen Ferriten (Siemens C302) oder aus gesintertem Eisenpulver (Höganäs Somaloy 500) herzustellen, war nicht erfolgreich. Diese Materialien sind sehr spröde. Die Fertigung der feinen Strukturen für die Nuten und die Polteilungen mittels spanabhebender Verfahren erwies sich trotz anders lautender Herstellerangaben als unmöglich.

Der Rotor wird als massives Drehteil hergestellt. Die H6-Passung der Innenbohrung zur Welle sorgt für eine geringe Exzentrizität des Rotors nach der Montage. Der Drehzahlsensor verfügt somit nicht über eine Eigenlagerung. Die Abmessungen und die Materialdaten sind in Tab. 5-1 für verschiedene Rotoren zusammengefasst. Die elektrischen Leitwerte für die Legierungswerkstoffe variieren mit der Zusammensetzung der Legierung, in Materialtabellen finden sich unterschiedliche Angaben. Es sind daher nur Richtwerte angegeben.

Tab. 5-1: Technische Daten der verwendeten Varianten des Rotors

Aufbau der Rotoren: (alle Varianten mit $\mu_r = 1$)							
¹⁾ Die Leitfähigkeit der Legierung variiert in Abhängigkeit der Materialzusammensetzung [KUC-87]							
Material:	σ [$1/\Omega\text{m}$]	α_R [$1/K$]	d_a [mm]			d_i [mm]	l_r [mm]
Cu	$56 \cdot 10^6$	$3,8 \cdot 10^{-3}$		22,2		$7,95_{H6}$	10,0
AlMgSi ¹⁾	$\approx 28 \cdot 10^6$	$3,6 \cdot 10^{-3}$	22,0	22,1	22,2	$7,95_{H6}$	10,0
Messing ¹⁾	$\approx 14 \cdot 10^6$	$3,9 \cdot 10^{-3}$		22,2		$7,95_{H6}$	10,0

5.2 Technische Daten

Die technischen Daten der beiden realisierten Prototypen sind in Tab. 5-2 zusammengefasst. Der wesentliche Unterschied zwischen ihnen ist die erhöhte Polpaarzahl und die geänderte Polteilung des Prototyps II. Die Unterschiede in den Wickeldaten beeinflussen lediglich die Amplitude des Erregerfeldes und die der Ausgangsspannung. Sie haben keinen Einfluss auf das dynamische Verhalten des Sensors. Die berechneten und an den beiden Prototypen gemessenen elektrischen Daten stimmen bei Abweichungen <10% gut überein.

Tab. 5-2: Technische Eckdaten der Prototypen I und II

Parameter	Bez.	Prototyp I		Prototyp II		Referenz Rechnung
		berechnet	gemessen	berechnet	gemessen	
Polpaarzahl	p_0	4		6		-
Innenradius Stator	r_S	11,25 mm		11,25 mm		-
Polteilung	τ_p	8,83 mm		5,89 mm		Kap. 4.2.1
Breite der Nuten	b_N	0,40 mm		0,40 mm		-
Überstand Wickelk.	l_k	3,00 mm		3,00 mm		-
Länge des Stators	l_e	3,00 mm		3,00 mm		-
Korrigierte Länge	l_e'	6,00 mm		6,00 mm		Kap. 4.5.1
Elektrische Daten						
El. Leitfähigkeit	σ'	$\sigma' = 0,58 \cdot \sigma$		$\sigma' = 0,67 \cdot \sigma$		Kap. 4.5.2
Drähte in einer Nut der Erregerwicklung	N_p	2 · 33 CuL 0,10 mm		2 · 35 CuL 0,10 mm		-
Drähte in einer Nut der Messwicklung	N_s	2 · 163 CuL 0,05 mm		2 · 140 CuL 0,05 mm		-
Induktivität der Erregerwicklung	L_p	0,78 mH	0,68 mH	0,98 mH	1,04 mH	Kap. 4.6.1
Widerstand der Erregerwicklung ²⁾	R_p	17,7 Ω	18,2 Ω	20,7 Ω	19,6 Ω	-
Induktivität der Messwicklung	L_s	19,1 mH	16,0 mH	15,6 mH	14,5 mH	Kap. 4.6.1
Widerstand der Messwicklung ²⁾	R_s	351 Ω	360 Ω	332 Ω	343 Ω	-
Ausgangsspannung des Sensors ¹⁾	U_{ind}	0,47 V _{eff}	0,45 V _{eff}	0,96 V _{eff}	1,06 V _{eff}	Kap. 4.4.4
Phasenlage des Ausgangssignals ¹⁾	φ_a	-142 °	-138 °	-105 °	-112 °	Kap. 4.4.6

¹⁾ bei $\omega_{mech} = 2\pi \cdot 333$ Hz, Erregerfrequenz $\omega \approx 2\pi \cdot 10$ kHz, Rotor $d_a = 22,2$ mm MS, $I_{err} = 0,18$ A_{eff}

²⁾ Berechnet auf Lauflänge des CuL-Drahtes: $l_{p,s} = N_{p,s} \cdot (\tau_p + l_e) \cdot 2 \cdot p_0$

Die Kupferverluste in der Erregerwicklung können mit den Angaben aus Tab. 5-2 berechnet werden. Sie sind größer als die Wirbelstromverluste im Rotor auf Basis der Berechnung aus Kapitel 4.4.3. Darüber hinaus sind die Verluste im Rotor nur schwach von der Drehzahl abhängig.

Tab. 5-3: Verlustleistungen der Prototypen I und II

Parameter	Bez.	Prototyp I		Prototyp II		Referenz Rechnung
		berechnet	gemessen	berechnet	gemessen	
Sensorverluste						
Ohmsche Verluste der Erregerwicklung	$P_{V,W}$	574 mW	560 mW	671 mW	635 mW	-
Wirbelstromverluste im Rotor, $\omega_{mech} = 0$	$P_{V,R}$	232 mW	-	257 mW	-	Kap. 4.4.3
Wirbelstromverluste im Rotor, $\omega_{mech} \neq 0$ ¹⁾	$P_{V,R}$	239 mW	-	267 mW	-	Kap. 4.4.3

¹⁾ bei $\omega_{mech} = 2\pi \cdot 333$ Hz, Erregerfrequenz $\omega \approx 2\pi \cdot 10$ kHz, Rotor $d_a = 22,2$ mm MS, $I_{err} = 0,18$ A_{eff}

Ein Vergleich der Zeigerdiagramme der vermessenen und berechneten Wirkströme in der Erregerwicklung bei gegebener Erregerspannung zeigt, dass die Wirbelstromverluste im Stator bei $\omega \approx 2\pi \cdot 10$ kHz zu vernachlässigen sind. Die Wirbelstromverluste im Rotor sind nur schwer messbar. Durch das Einführen des Rotors in den Stator wird die Stromaufnahme der Erregerwicklung bei Speisung mit konstanter Spannung nur geringfügig erhöht.

5.3 Ersatzschaltbild und externe Beschaltung

Da die Kupferverluste im Stator überwiegen und die Verluste im Rotor annähernd konstant sind, kann das Ersatzschaltbild für den Sensor stark vereinfacht werden, wie in Abb. 5-3 gezeigt wird. Die Primärwicklung ist durch die Induktivität L_p und den Wicklungswiderstand R_p charakterisiert. In gleicher Weise wird die Messwicklung durch die Induktivität L_s und den Wicklungswiderstand R_s beschrieben. Die Erregerspannung U_{err} sorgt für den Erregerstrom und das Erregerfeld im Rotor. Die Ausgangsspannung U_{ind} des Sensors ist zur Drehzahl proportional.

Die unverfälschte Messung erfordert eine hohe Abschlussimpedanz an der Messwicklung. Die Signalanpassung besteht aus dem X-Kondensator C_{sym} , der in Verbindung mit der Impedanz der Messwicklung mögliche Gegentaktstörungen auf den Signalleitungen des Gebers in eine Gleichtaktstörung wandelt. Die Eigenresonanz des Schwingkreises, bestehend aus C_{sym} und der Induktivität der Messwicklung, muss deutlich (Faktor 5 bis 10) oberhalb der Erregerfrequenz liegen. Der nachgeschaltete Signalüberträger Tr bietet eine hohe Gleichtaktunterdrückung und sorgt so dafür, dass die Gleichtaktstörungen die nachgeschaltete Signalelektronik nicht erreichen. Die Widerstände R_{sym} am Ausgang symmetrieren das Signal und ermöglichen so die weitere differentielle Signalverarbeitung im nachgeschalteten Verstärker und im Synchrongleichrichter.

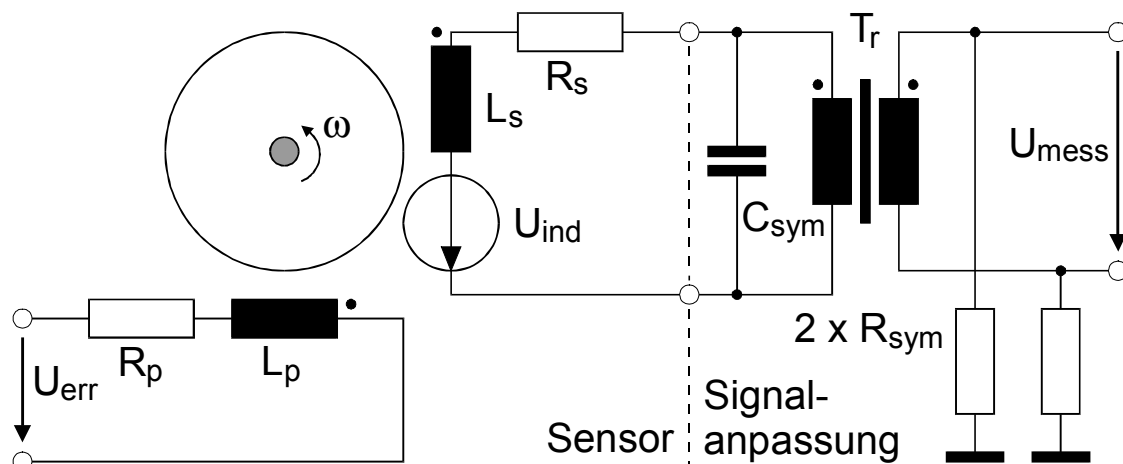


Abb. 5-3: Einfaches Ersatzschaltbild mit Beschaltung

Abb. 5-4 zeigt den zeitlichen Verlauf der Ausgangsspannung und die Phasenverschiebung zwischen der Speisespannung und dem Ausgangssignal des Sensors. Die Betriebsparameter der Aufnahme wurden wie in der letzten Zeile von Tab. 5-2 gewählt. Die Phasenverschiebung beträgt $\Delta\varphi \approx 112^\circ$. Der Sensor wird somit bei $\omega \approx 2\pi \cdot 10 \text{ kHz}$ oberhalb der Grenzfrequenz betrieben.

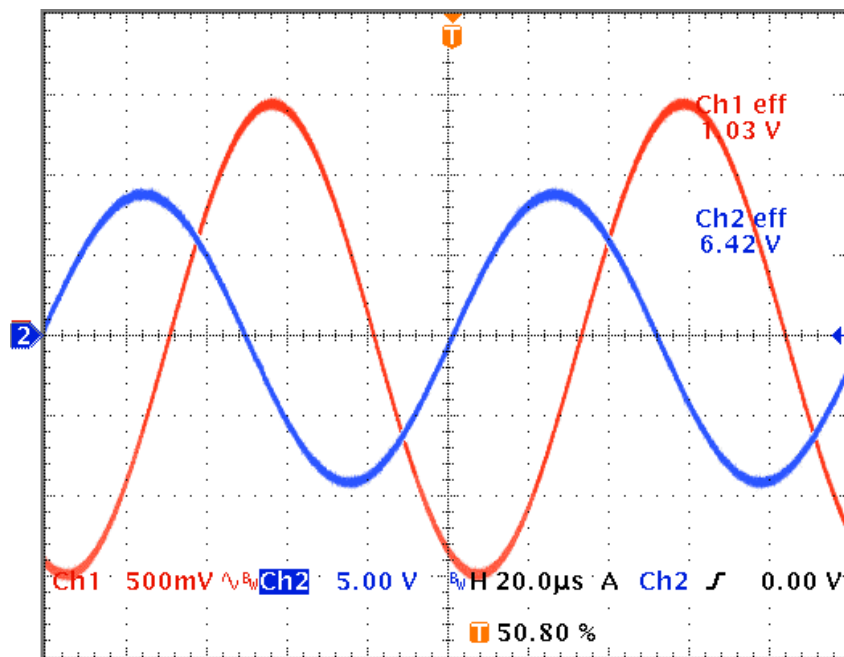


Abb. 5-4: Ausgangsspannung des WS-Sensors Prototyp II bei $n = 20000 \text{ } ^1/\text{min}$

Ch1: Ausgangsspannung U_{ind} (500mV/Div)

Ch2: Erregerspannung $U_{err}/2$ (5V/Div)

5.4 Testaufbau mit Synchronmotor und Servoregler

Die Messung des Betriebsverhaltens des Sensors erfordert den Aufbau eines dynamischen Servoantriebs mit zusätzlichen Sensoren für die Winkel- und Drehzahlfassung, wie Abb. 5-5 zeigt.

Auf einer Grundplatte wird ein Synchronmotor für Drehzahlen bis herauf zu $n_{max} = 20000 \frac{1}{min}$ montiert. Der 6polige Motor ist für den Betrieb an Servoreglern mit einer Zwischenkreisspannung von $U_{ZK} = 320V$ ausgelegt [SER-99]. Die Drehzahlregelung erfolgt ebenso wie die Kommutierung über den ab Werk eingebauten Resolver am hinteren Ende der Welle. Der Wirbelstromdrehzahlsensor ist auf eine Adapterplatte auf dem vorderen Wellenende montiert. Ein weiterer Haltewinkel bietet die Möglichkeit, am vorderen Wellenende einen hochauflösenden analogen Inkrementalgeber für Referenzmessungen zu montieren.

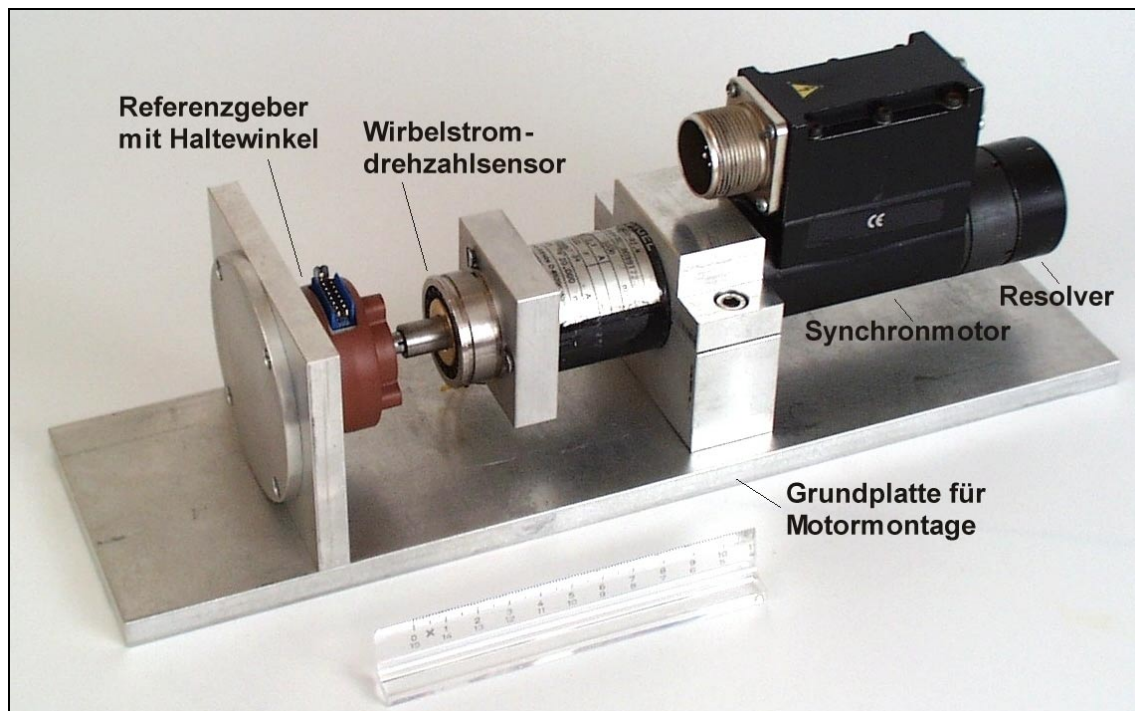


Abb. 5-5: Testmotor mit Resolver, Wirbelstromdrehzahlsensor und zusätzlich montiertem Referenzgeber (Stegmann SNS50)

Abb. 5-6 enthält eine Übersicht über den Testaufbau, der für die meisten Messungen im Kapitel 6 verwendet wird.

Der Synchronmotor wird über einen digitalen Antriebsregler der Firma Metronix vom Typ ARS-310/5 gesteuert. Der Regler nutzt den Resolver für die Bestimmung des Drehwinkels der Welle. Zwei beliebige interne Regelgrößen, wie zum Beispiel die aktuelle Rotorposition oder die aus ihr bestimmte Istdrehzahl, können an der Schnittstelle X1 als analoge Signale ausgegeben werden. Diese Signalausgabe wird für die Messungen im Kapitel 6.3.4 und im Kapitel 6.3.5 verwendet.

Eine zusätzliche Auswerteelektronik stellt das Trägersignal für den Wirbelstromdrehzahlsensor zur Verfügung und wertet das Signal der Messwicklung aus. Auch dieses Signal steht als analoge Größe zur Verfügung. Für die in den Kapiteln 6.1 und 6.3 beschriebenen Messergebnisse werden zwei unterschiedlich konzipierte Auswerteelektroniken verwendet.

Der Referenzgeber stellt einen hoch aufgelösten und präzisen Wert für die Rotorlage zur Verfügung. Durch Differenzieren der Winkelwerte dieses Gebers wird der Referenzwert für die Motordrehzahl bestimmt. Die Auswertung des Gebers erfolgt wahlweise anstelle des Resolvers durch den Antriebsregler ARS-310/5 oder zusätzlich zur Resolverauswertung über einen zweiten Antriebsregler. Der Referenzgeber wird insbesondere für die Bewertung des Rundlaufs des Antriebs bei niedrigen und mittleren Drehzahlen benötigt.

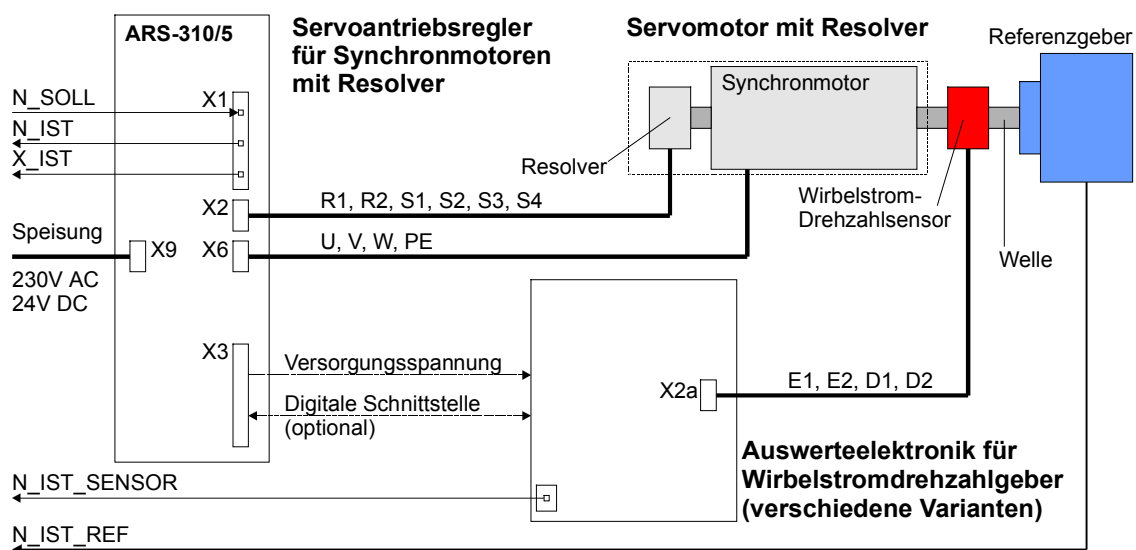


Abb. 5-6: Versuchsaufbau zur Ermittlung der Sensordaten

6 Messergebnisse

6.1 Drehzahlkennlinie / Linearitätsfehler

Die Drehzahlkennlinien werden im Versuchsaufbau aus Kapitel 5.4 ermittelt. Der Servomotor wird über den ARS-310/5 mit konstanter Drehzahl betrieben.

6.1.1 Messanordnung

Die Auswerteelektronik zur Bestimmung der Drehzahlkennlinie wird in Abb. 6-1 gezeigt. Ein Generator liefert über einen Leistungsverstärker die sinusförmige Wechselspannung zur Speisung der Erregerwicklung. Die Erregerfrequenz beträgt $\omega \approx 2\pi \cdot 8 \text{ kHz}$. Die Spannung an der Messwicklung wird zunächst verstärkt. Sie ist gegenüber der Erregerspannung in der Phase verschoben, die Amplitude ist von der Drehzahl abhängig.

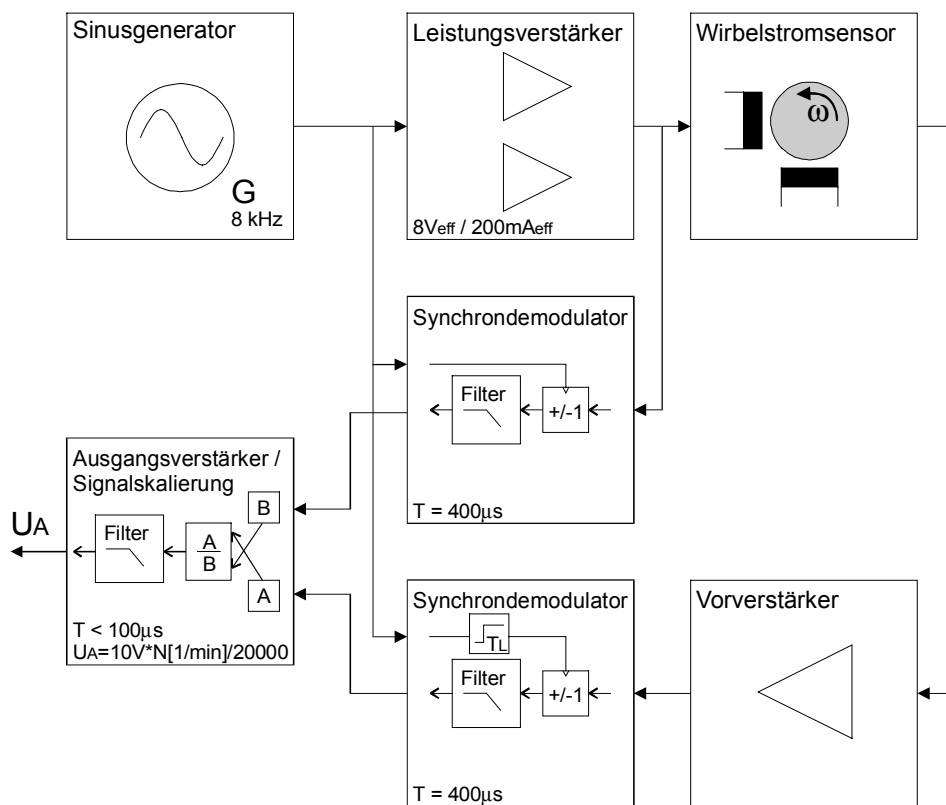


Abb. 6-1: Auswerteelektronik zur Bestimmung der Drehzahlkennlinie

Über aktive Synchrongleichrichter mit nachgeschalteten Filtern werden die Gleichrichtwerte beider Spannungen bestimmt. Das Steuersignal für die Synchrongleichrichtung des Messsignals wird gezielt verzögert. So wird die Phasenverschiebung zwischen dem Messsignal und der Erregerspannung berücksichtigt. Die Amplitude des Ausgangssignals wird im Verhältnis zur Amplitude des Erregersignals skaliert. Dies unterdrückt mögliche Fehler durch schwankende Amplituden des Erregersignals. Ebenso reduziert sich die trägerfrequente Restwelligkeit auf dem Ausgangssignal bei gegebenen Filterzeitkonstanten. Die Verwendung eines integrierten Bausteins für die LVDT-Signalanpassung reduziert den Aufwand für diese analoge Elektronik und gewährleistet eine hohe Linearität [UNI-95]. Die Auswerteelektronik liefert somit eine von der Drehzahl abhängige Gleichspannung zur Bestimmung der Drehzahlkennlinie.

6.1.2 Drehzahlkennlinie

Der Vergleich der berechneten Drehzahlkennlinie mit der Messung erfolgt anhand des 8-poligen Prototyps I, wie in Abb. 6-2 dargestellt wird. Es wurde ein Rotor aus Aluminium mit $d_a = 22,3\text{mm}$ verwendet.

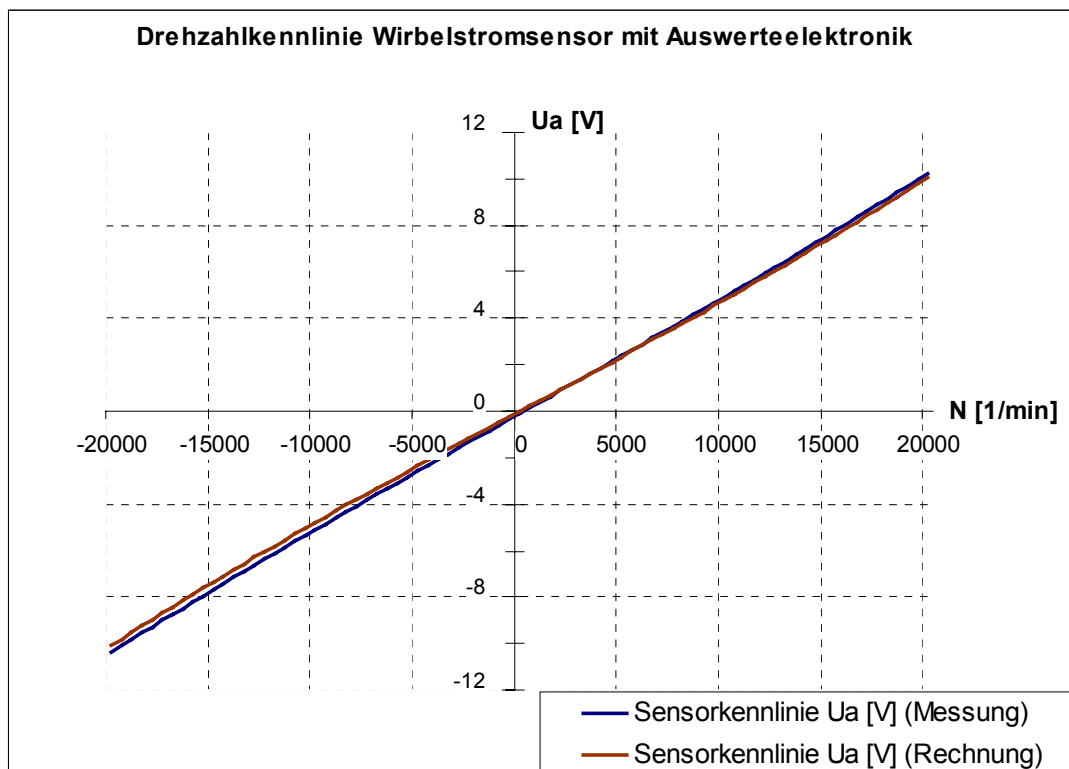


Abb. 6-2: Drehzahlkennlinie des Prototyp I im Drehzahlbereich $n = \pm 20000 \text{ } 1/\text{min}$

Die Ausgangsspannung der Auswerteelektronik beträgt $U_a \approx 10\text{V}$ bei einer Drehzahl von $n = 20000 \text{ }^1/\text{min}$. Der Sensor liefert bei dieser Drehzahl gemäß Tab. 5-2 eine Ausgangsspannung von $U_{ind} = 0,45 \text{ V}_{eff}$. Die Rechnung für die Spannungskonstante des Sensors stimmt gut mit der Messung überein.

Bei Drehzahl Null liefert der Prototyp I bereits eine geringe Ausgangsspannung in Höhe von $U_a \approx 0,10 \text{ V}$. Diese Nullspannung ist bereits von den in Kapitel 3.3 aufgeführten Wirbelstromsensoren mit Wechselfelderregung bekannt. Sie ist auf Asymmetrien des Stators und der Wicklung sowie auf ein kapazitives Übersprechen zwischen Erregerwicklung und Messwicklung zurückzuführen.

Der Verlauf der differentiellen Empfindlichkeit dU_a/dn nach Gleichung (4-81) zeigt Abweichungen zwischen der Rechnung und der Messung, wie Abb. 6-3 auf der folgenden Seite zeigt. Beide Drehzahlkennlinien sind erwartungsgemäß progressiv, da die Reynoldszahl des Grundwellenpaares für die gewählten Sensordaten größer als eins ist. Die Kurve des vermessenen Prototypen I steigt aber weniger stark an, als in der Berechnung. Eine Reduktion der elektrischen Leitfähigkeit des Rotors um 15% in der Berechnung beseitigt die Abweichung. Eine mögliche Erklärung der Abweichung ist die axiale Begrenzung des Rotors.

Der Linearitätsfehler des Sensors in einem definierten Drehzahlbereich ergibt sich aus der Abweichung der Ausgangsspannung von der Regressionsgeraden, die sich wie folgt aus den Messdaten errechnet [BRO-85]:

$$U_{a,r}(n) = \bar{U}_a + b_{y|x} \cdot (n - \bar{n}) \quad \text{mit:} \quad b_{y|x} = \frac{\sum_{i=1}^k (n_i - \bar{n}) \cdot (U_{a,i} - \bar{U}_a)}{\sum_{i=1}^k (U_{a,i} - \bar{U}_a)^2} \quad (6-1)$$

Abb. 6-4 zeigt diese Abweichung für den Prototypen I. Der Linearitätsfehler f_{lin} der Kennlinie errechnet sich in einem auf $\pm n_{max}$ begrenzten Drehzahlbereich zu:

$$f_{lin} = \frac{\max |U_a(n) - U_{a,r}(n)|}{|U_{a,r}(n_{max})|} \quad (6-2)$$

Der Linearitätsfehler des Prototypen I kann sich durchaus mit dem hochwertiger Gleichstrom-Tachogeneratoren messen, wie nachfolgende Daten zeigen:

$$\begin{aligned} |n_{max}| \leq 18000 \text{ }^1/\text{min}, \quad \text{dann:} \quad & f_{lin} < 1,0\% \\ |n_{max}| \leq 5000 \text{ }^1/\text{min}, \quad \text{dann:} \quad & f_{lin} < 0,16\% \end{aligned}$$

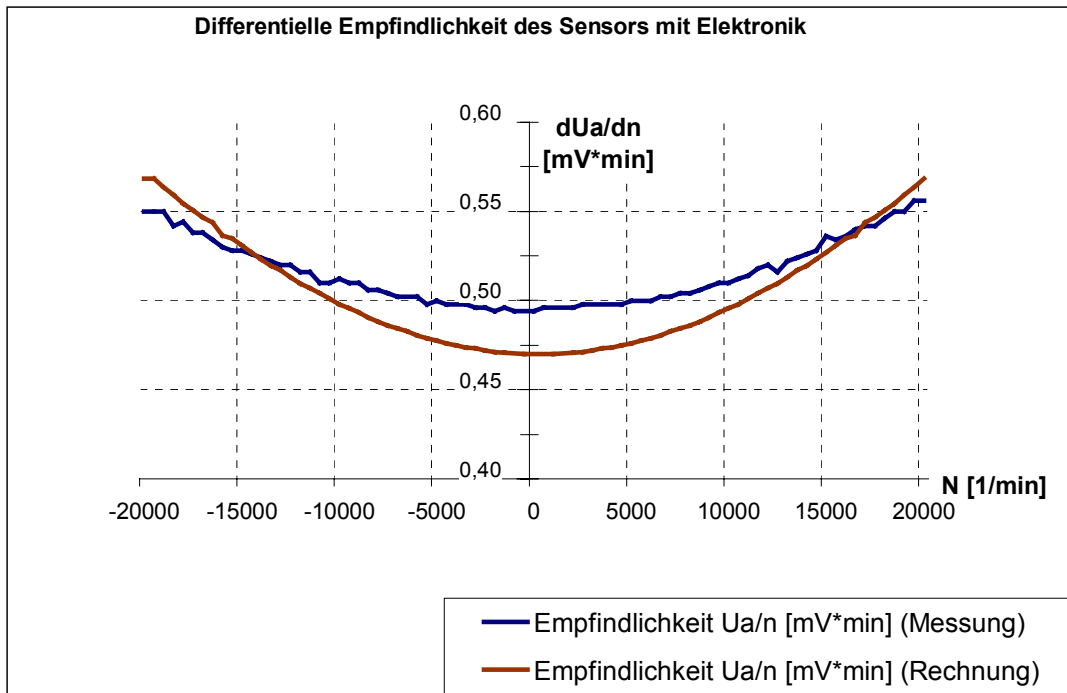


Abb. 6-3: Empfindlichkeit des Prototyp I im Drehzahlbereich $n = \pm 20000$ $1/\text{min}$

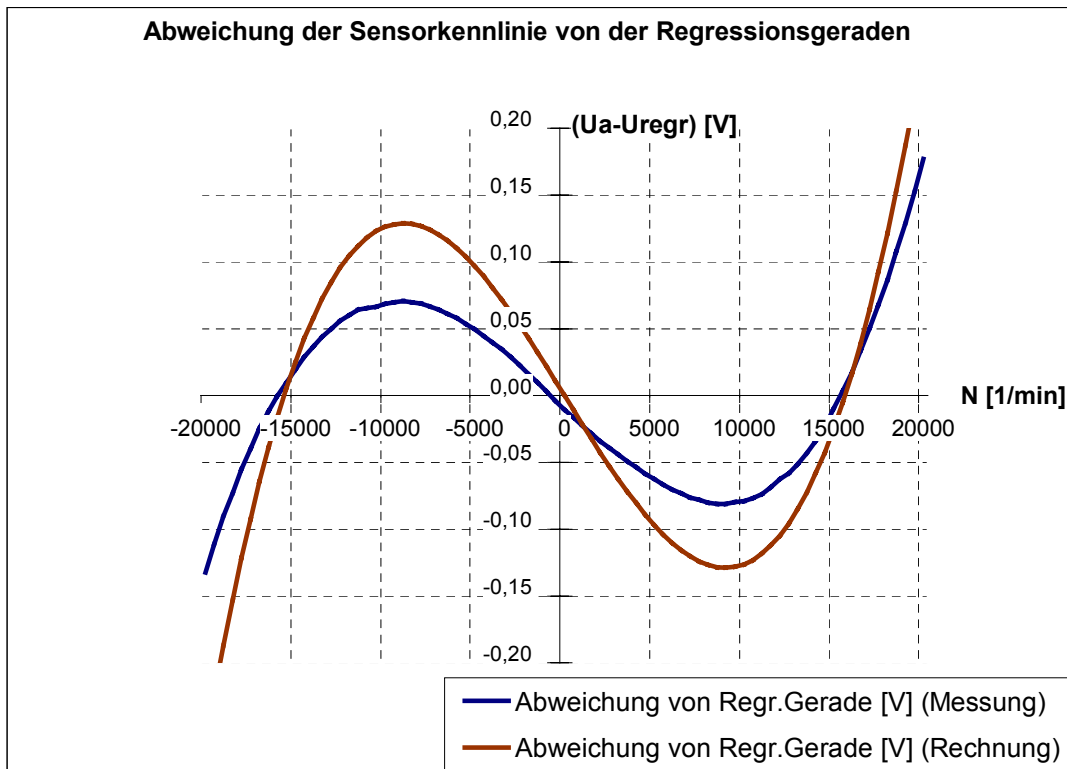


Abb. 6-4: Linearitätsfehler des Prototyp I im Drehzahlbereich $n = \pm 20000$ $1/\text{min}$

Durch eine Reduktion der Reynoldszahl für das Grundwellenpaar kann der Linearitätsfehler weiter verringert werden. Erreicht wird dies durch einen Rotor geringerer elektrischer Leitfähigkeit oder durch eine Reduktion der Polteilung.

Der 12polige Prototyp II trägt diesem Zusammenhang Rechnung. Durch die Verwendung eines Rotors aus Messing und die verringerte Polteilung ergibt sich die Reynoldszahl für das Grundwellenpaar $r_I = 3,89$ bei $\omega = 2 \cdot \pi \cdot 10$ kHz. Der Linearitätsfehler reduziert sich bei erhöhter Erregerfrequenz um den Faktor zwei. Gleichzeitig wird die elektrische Zeitkonstante des Rotors verringert. Darüber hinaus ergibt sich im Vergleich zum 8-poligen Prototypen I bei gleichem Erregerstrom in etwa die doppelte Ausgangsspannung:

Prototyp I:	$U_{ind} = 0,45 \text{ V}_{\text{eff}}$	bei $n = 20000 \text{ }^1/\text{min}$
Prototyp II:	$U_{ind} = 1,06 \text{ V}_{\text{eff}}$	bei $n = 20000 \text{ }^1/\text{min}$

6.1.3 Einfluss des Rotordurchmessers

Für einen Betriebspunkt mit konstanter Drehzahl, in diesem Fall $n = 10000 \text{ }^1/\text{min}$, lässt sich der Einfluss des Luftspaltes auf die Ausgangsspannung im Vergleich zur Rechnung aus Kapitel 4.4.5 untersuchen. Es wurden Rotoren aus AlMgSi mit Außendurchmessern zwischen $d_a = 22,0$ mm und $d_a = 22,3$ mm verwendet. Die Übereinstimmung der berechneten mit der gemessenen Kennlinie ist sehr gut, wie Abb. 6-5 zeigt. Eine Linearisierung der Kennlinie ist für kleine Luftspalte ohne Einschränkung zulässig.

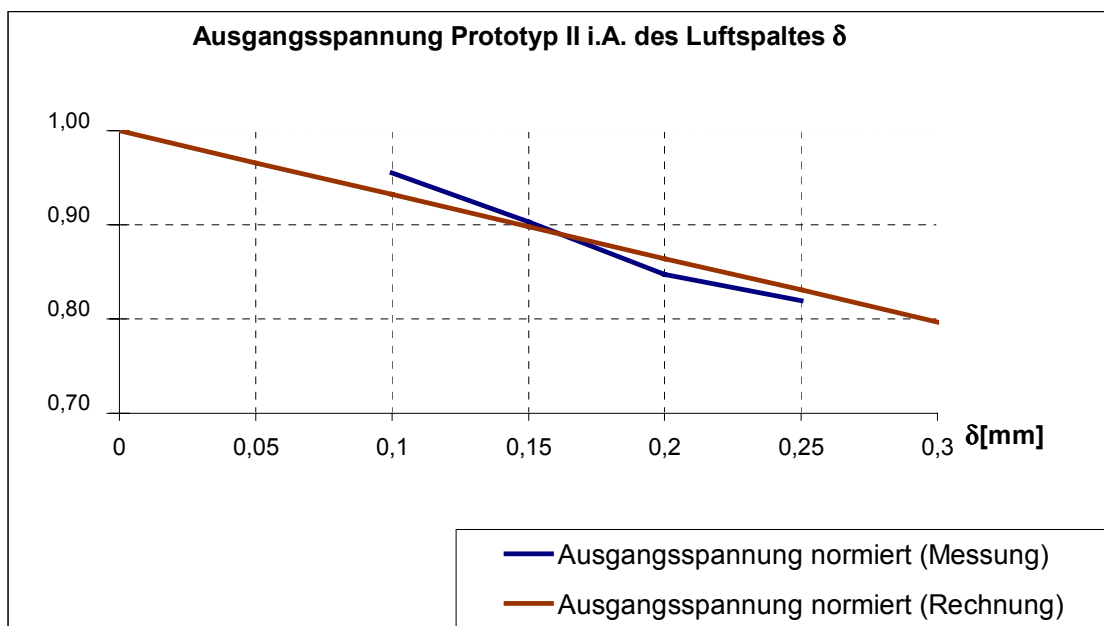


Abb. 6-5: Ausgangsspannung des Prototyp II mit ALU-Rotor i.A. des Luftspaltes

6.2 Frequenz- und Phasengang des Sensors

6.2.1 Messanordnung

Die Anordnung zur Vermessung der Abhängigkeit der Ausgangsspannung des Sensors von der Erregerfrequenz zeigt Abb. 6-6. Das SOLARTON 1250 der Firma Schlumberger erlaubt die Aufzeichnung komplexer Übertragungsfunktionen getrennt nach Betrag und Phase. Ein sinusförmiges Referenzsignal variabler Frequenz speist die Erregerwicklung des Sensors über einen Leistungsverstärker. Der Strom in der Erregerwicklung fließt über einen Messwiderstand. Der resultierende Spannungsabfall speist den Kanal 1 des Messgerätes. Die Ausgangsspannung des Sensors wird dem Kanal 2 zugeführt. Während der Messung wird die Temperatur des Sensors sowie die Drehzahl konstant gehalten. Die Übertragungsfunktion wird mit 30 logarithmischen Schritten pro Dekade im Frequenzbereich von 100 Hz bis 40 kHz aufgezeichnet.

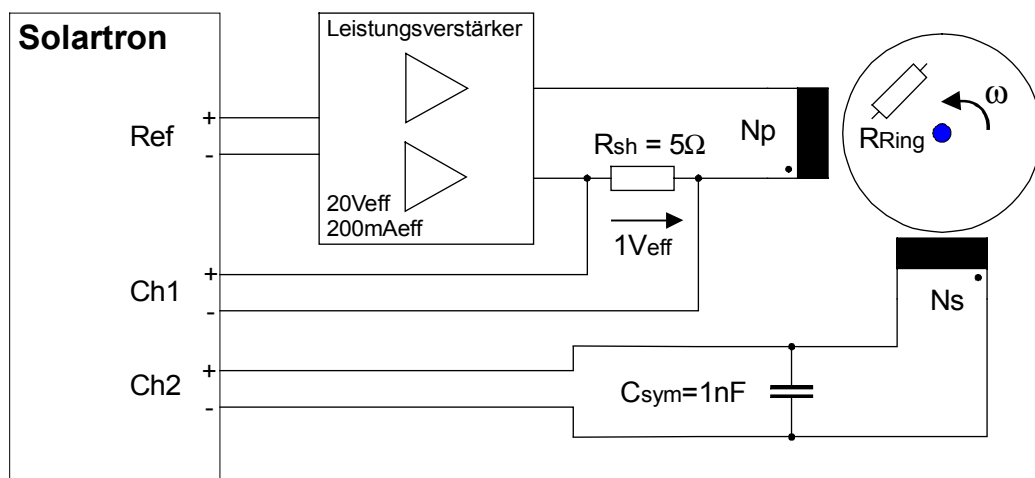


Abb. 6-6: Versuchsaufbau zur Bestimmung des Frequenz- und Phasengangs

Das Messergebnis wird auf die Referenzfrequenz $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot 1000 \text{ Hz}$ normiert, um die Grundabhängigkeit von der Erregerfrequenz nach (4-77) zu beseitigen. Auch die Phasenverschiebung von 90° zwischen der Ausgangsspannung des Sensors und dem Erregerstrom wird beseitigt. Die Übertragungsfunktionen für die nachfolgenden Diagramme errechnen sich somit wie folgt:

$$F(j\omega) = \frac{U_{Ch2}}{U_{Ch1}} \cdot \frac{\omega_0}{\omega} \cdot e^{-j\frac{\pi}{2}} \quad (6-3)$$

6.2.2 Variation der Erregerfrequenz

Die Messwerte für die Grenzfrequenzen beider Prototypen stimmen insgesamt gut mit den entsprechenden Berechnungen aus Kapitel 4 überein. Es ist keine durchgängige Systematik in den Abweichungen der Grenzfrequenzen erkennbar. Bereits die mit diskreten Frequenzschritten arbeitende Messanordnung stellt eine Fehlerquelle dar. Einige wichtige Messergebnisse sind in Tab. 6-1 zusammengefasst. Wie bereits aus der Rechnung zu erwarten, ist die Bandbreite $\omega_{err,gr}$ umgekehrt proportional zur elektrischen Leitfähigkeit des Rotors. Die Polteilung geht, wie in Gleichung (4-73) dargestellt, quadratisch ein.

Tab. 6-1: Bandbreite des Sensors – Vergleich von Rechnung und Messung

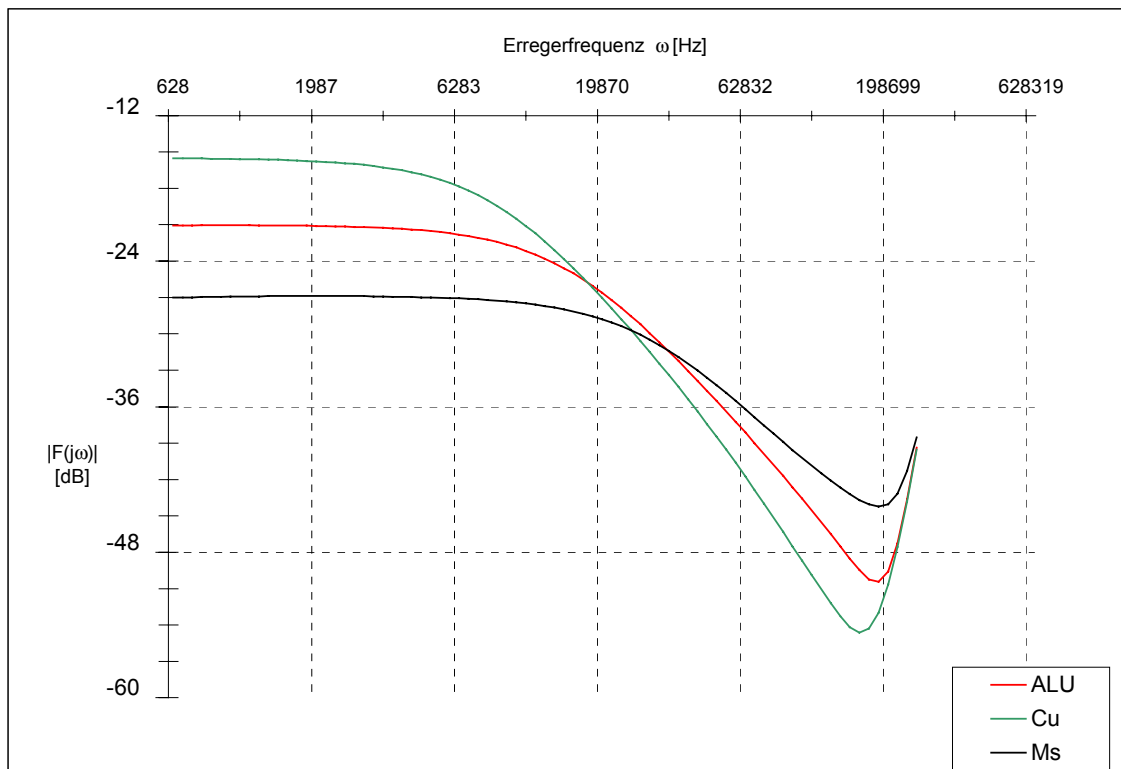
Sensor:	Rotor ¹⁾ :	Bandbreite $\omega_{err,gr}$ [Hz] ($ F(j\omega) = -3\text{dB}$)		Phasendrehung bei $\omega_{err,gr}$ [°]		Referenz Rechnung
		Rechnung	Messung ²⁾	Rechnung	Messung ²⁾	
Prototyp I	Messing	$2\pi \cdot 1900$	$2\pi \cdot 2155$	-55°	-60°	Kap. 4.4.6
Prototyp II	Messing	$2\pi \cdot 4500$	$2\pi \cdot 4299$	-65°	-66°	
	AlMgSi	$2\pi \cdot 2100$	$2\pi \cdot 2550$	-67°	-64°	
	Cu	$2\pi \cdot 1000$	$2\pi \cdot 1166$	-66°	-63°	

¹⁾ alle Ausführungen Rotor $d_a = 22,2$ mm

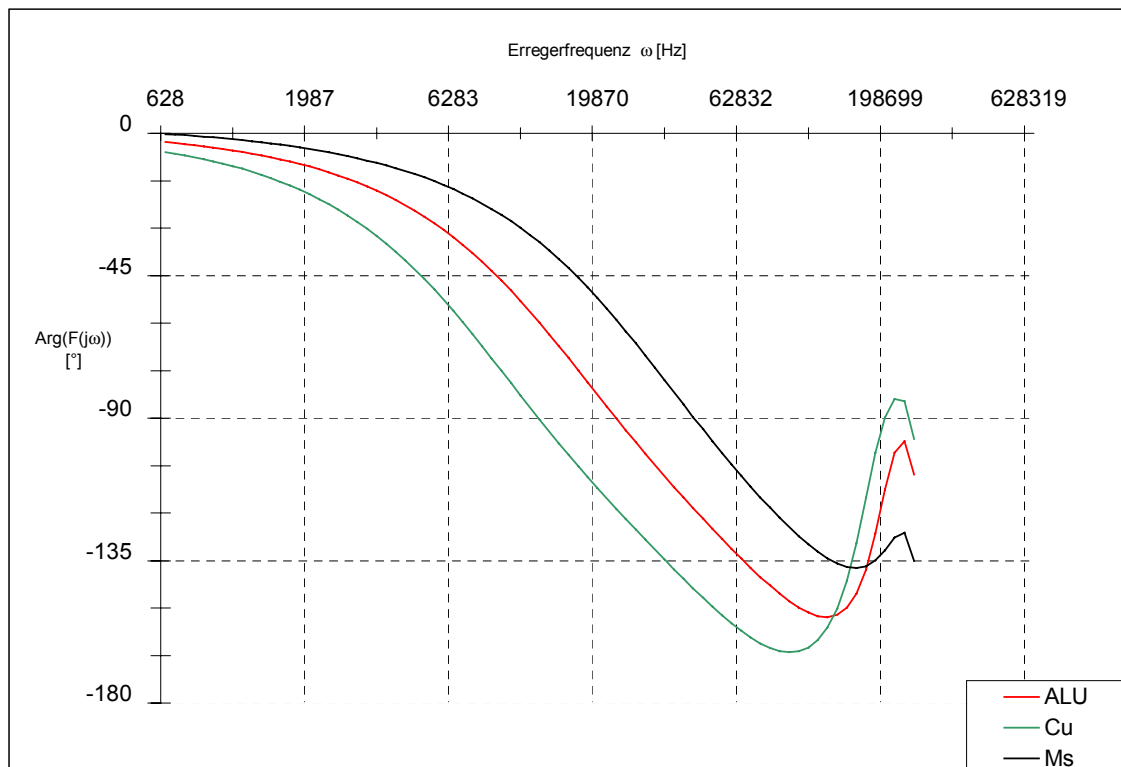
²⁾ mit 30 Messschritten pro Dekade

Die Abb. 6-7 auf der folgenden Seite zeigt den Betrags- und Phasenverlauf des Prototypen II für die verschiedenen Rotormaterialien. Für Rotormaterialien geringer elektrischer Leitfähigkeit entspricht der Verlauf dem eines Systems 1. Ordnung mit 20 dB pro Dekade. Bei großer Leitfähigkeit ergibt sich ein Abfall von 30 dB pro Dekade. Dies deckt sich mit dem simulierten Sensorverhalten. Der erneute Anstieg des Betragsverlaufes bei hohen Erregerfrequenzen ist auf eine Parallelresonanz in der Messwicklung, gebildet aus der Induktivität und der parasitären Kapazität der Wicklung, zurückzuführen. Der Einfluss des Symmetrierkondensators $C_{sym} = 1$ nF aus Abb. 6-6 ist am erneut fallenden Phasenverlauf bei höchsten Erregerfrequenzen erkennbar. Ohne C_{sym} steigt die Phase bis zur höchsten vermessenen Frequenz weiter an.

Die Größe des Luftspaltes hat nahezu keinen Einfluss auf das dynamische Verhalten des Sensors, wie Abb. 6-8 zeigt. Die Vernachlässigung des Luftspaltes in den theoretischen Betrachtungen in Kapitel 4.4 ist somit statthaft.



a) Betragsverlauf in Abhängigkeit der Erregerfrequenz



b) Phasenverlauf in Abhängigkeit der Erregerfrequenz

Abb. 6-7: Bodediagramm des Prototyp II für verschiedene Rotorausführungen

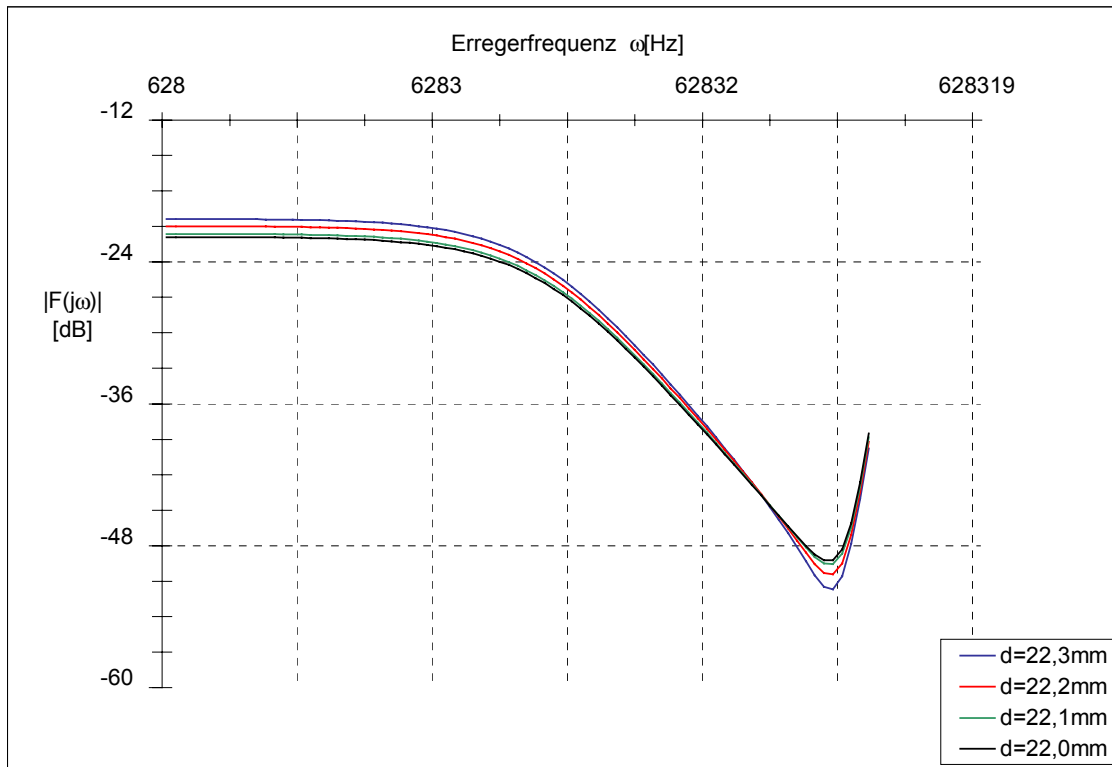


Abb. 6-8: Bodediagramm des Prototyp II, Rotor aus ALU, Durchmesser variiert.
Betragverlauf in Abhängigkeit der Erregerfrequenz

6.2.3 Sprungantwort zur Ermittlung der Rotorzeitkonstanten

Die Reduktion der Filterzeitkonstanten der Auswerteelektronik nach Abb. 6-1 auf $T_{ers} < 100\mu s$ ermöglicht die einfache Messung der Rotorzeitkonstanten des Sensors aus der Sprungantwort. Verwendet wurde der Prototyp II mit einem Rotor aus AlMgSi, der mit konstanter Drehzahl angetrieben wurde.

Abb. 6-9 a) zeigt die Sprungantwort der Auswerteelektronik, nachdem das Messsignal des Wirbelstromdrehzahlsensors auf den Eingang der Elektronik geschaltet wurde. Die Ersatzzeitkonstante der Elektronik beträgt $T_{ers,E} \approx 72\mu s$. Der Erregerstrom des Sensors wurde während der Messung nicht geändert. Deutlich erkennbar ist, dass das Ausgangssignal bereits eine signifikante Welligkeit mit doppelter Erregerfrequenz besitzt.

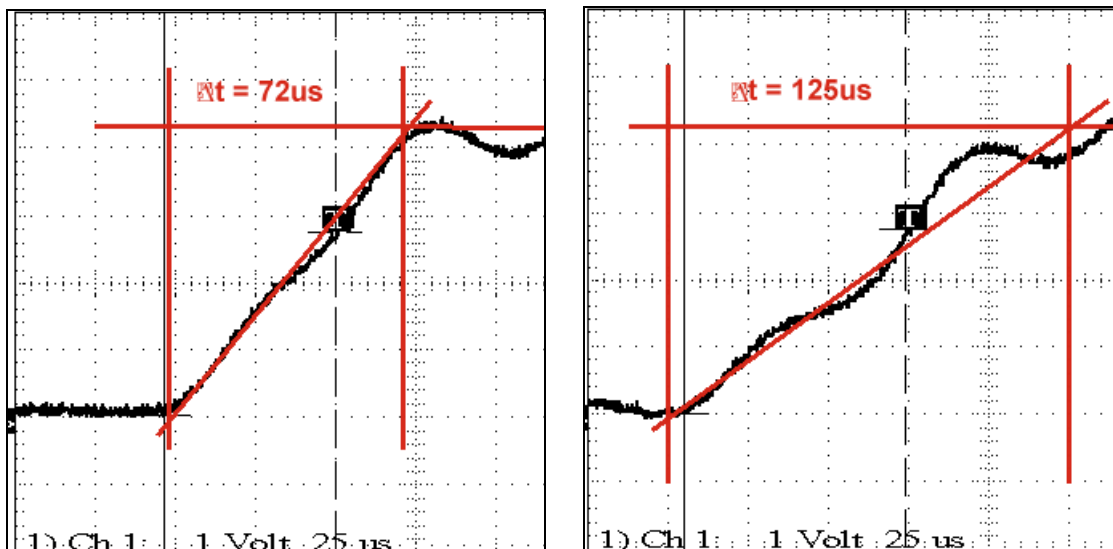
Abb. 6-9 b) zeigt die Sprungantwort der Auswerteelektronik mit dauerhaft eingeschaltetem Messsignal. Die Erregerwicklung wird zu einem definierten Zeitpunkt auf die Wechselspannungsquelle mit konstanter Spannungsamplitude geschaltet. Das Erregerfeld und die Wirbelströme im Rotor müssen sich erst

aufbauen, bevor die Auswerteelektronik ein Messsignal liefert. Die Zeitkonstante für diesen Vorgang vergrößert sich auf $T_{ers,Ges} \approx 125 \mu s$.

Aus der Differenz beider Messungen wird die elektrische Zeitkonstante des Rotors näherungsweise bestimmt:

$$T_{ers,Ges} \approx T_{ers,E} + T_R \quad (6-4)$$

Damit ergibt sich für den Prototyp II mit ALU-Rotor eine Zeitkonstante von $T_R \approx 53 \mu s$ oder $\omega_{gr,R} \approx 2\pi \cdot 3 \text{ kHz}$. Der ermittelte Wert für die Grenzfrequenz liegt somit 20% über dem der Frequenzgangmessung aus dem vorhergehenden Kapitel. Die Abweichung ist mit großer Wahrscheinlichkeit auf Ungenauigkeiten in der graphischen Ablesung sowie auf die beliebige, nicht definierte Phasenlage des Erregersignals zum Einschaltzeitpunkt zurückzuführen.



a) nur Auswerteelektronik

b) Auswerteelektronik mit Sensor

Abb. 6-9: Vergleich der Sprungantworten der Elektronik mit und ohne Sensor zur Ermittlung der elektrischen Zeitkonstanten T_R des Rotors

Die Messung der Sprungantwort des Sensors durch Erzeugung eines realen Drehzahlsprungs ist naheliegend, aber schwierig in der Umsetzung. Versuche mit einem definierten mechanischen Anschlag für eine in die Motorwelle eingelassene Passfeder ergaben eine viel zu große Ersatzzeitkonstante von $T_{ers,G} \approx 200 \mu s$. Ursächlich für diese Fehlmessung ist die mechanische Elastizität des gesamte Aufbaus. Ein besonderer konstruktiver Nachteil ist die Anordnung der Passfeder und des Wirbelstromsensors an den verschiedenen Wellenden. Die mechanische Messung der Sprungantwort ist so nicht möglich.

6.3 Betrieb im geschlossenen Regelkreis

Das Signal des Wirbelstromdrehzahlsensors wird im Servoantrieb verwendet, um die Auflösung des Drehzahlwertes für die Regelung zu erhöhen. Der Wirbelstromdrehzahlsensor wird dabei in Kombination mit einem Winkelgeber eingesetzt, wie in Kapitel 2.6 beschrieben ist. Dies erfolgt mit dem Ziel, den Regelbereich nach unten zu erweitern und den Rundlauf des Antriebs bei hohen Drehzahlen zu verbessern.

6.3.1 Auswerteelektronik für den digitalen Servoantriebsregler

Die Auswerteelektronik für den Wirbelstromdrehzahlsensor wird in einen Metronix Antriebsregler vom Typ ARS-310/5 integriert [MET-01]. Der ARS verfügt über einen Steckplatz für Winkelgebermodule, für den Auswerteelektroniken für Resolver, SINCOS-Geber und Inkrementalgeber verfügbar sind. Die Positionswerte werden vom Regelprozessor über eine SSI-Schnittstelle aus dem Winkelgebermodul gelesen. Weiterhin verfügt der ARS über einen Technologie-Steckplatz (X8) mit einem parallelen Businterface. Hierfür sind Module für Feldbusse, z.B. für den CAN-Bus oder den Profibus, verfügbar. Die Regelung für die Synchronmaschine erfolgt in Rotorkoordinaten, wie in Kapitel 2.1 vorgestellt. Der Algorithmus für die Stromregelung wird von einem 32Bit-RISC-Microcontroller der Firma Hitachi [HIT-95] mit einer Abtastrate von $T_{AB,I} = 102,4 \mu\text{s}$ berechnet, die Drehzahlregelung mit $T_{AB,N} = 204,8 \mu\text{s}$.

Abb. 6-10 zeigt rechts ein Blockschaltbild des Steuerteils im ARS und links das Blockschaltbild der Auswerteelektronik für den Wirbelstromdrehzahlsensor. Sie ist für den Technologie-Steckplatz X8 konzipiert. Dies ermöglicht den Betrieb parallel zur Auswertung eines beliebigen Winkelgebers durch den ARS.

Die Auswerteelektronik erzeugt das sinusförmige Trägersignal, mit dem die Erregerwicklung des Sensors gespeist wird. Über drei identische Messkanäle werden die Sensorsignale erfasst. Sie bestehen aus je einem Synchrongleichrichter und je einem hochauflösenden ADU. Der erste Messkanal erfasst die Spannung an der Messwicklung. Er wird auf jeden Fall benötigt. Zwei weitere Messkanäle erfassen optional den Strom und die Spannung in der Erregerwicklung. Somit ist auch eine ratiometrische Signalauswertung möglich.

Drehgeberauswertung (Technologiesteckplatz) Wirbelstrom-Drehzahlsensor

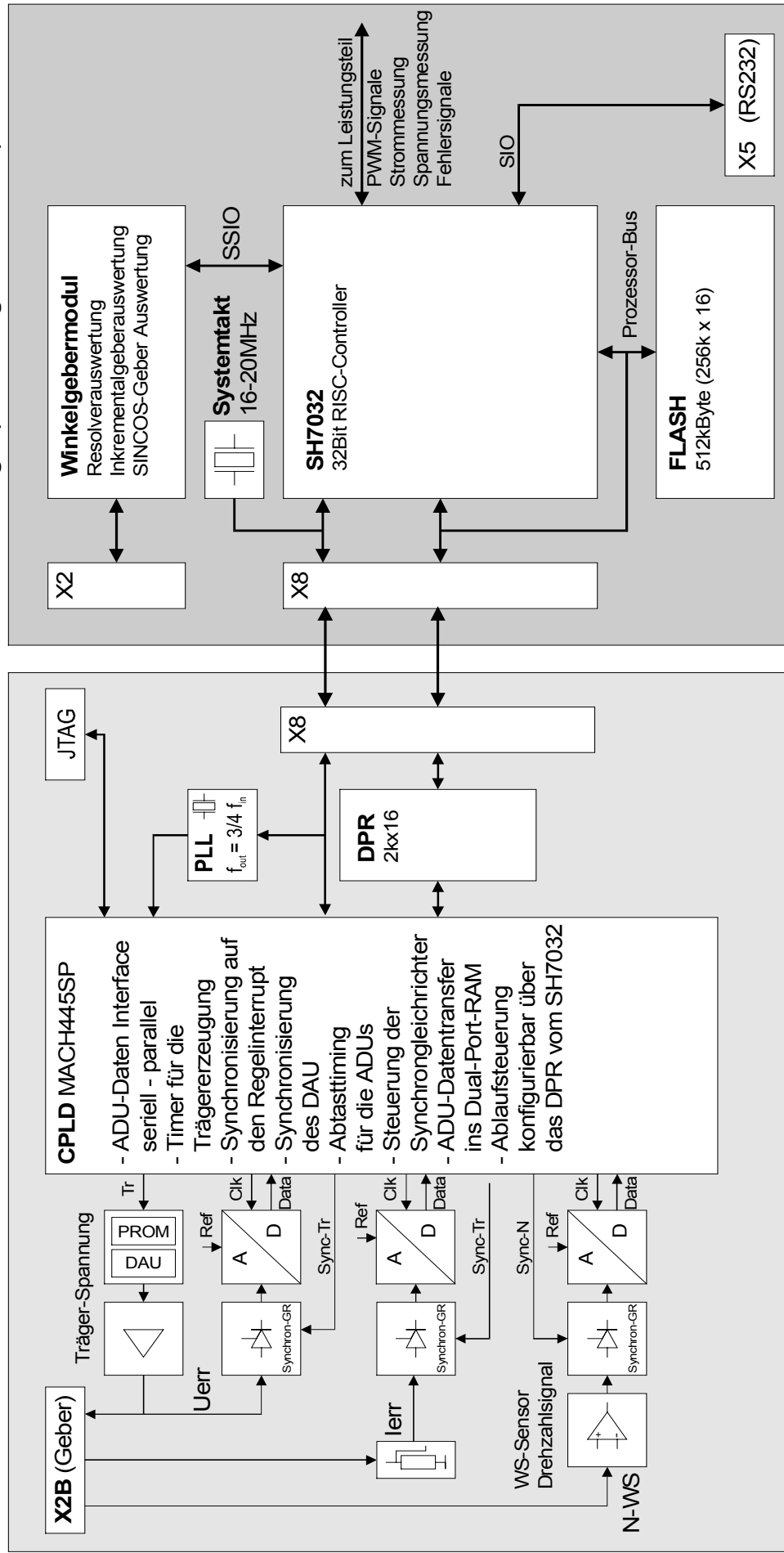


Abb. 6-10: Blockschaubild der Auswerteelektronik für den digitalen Servoantriebsregler ARS-310/5

Ein CPLD [MAC-00] erzeugt alle für die Datenerfassung benötigten Signale und synchronisiert den Abtastprozess für die Auswertung des Sensors auf das Abtastintervall der digitalen Regelung. Es beinhaltet die folgenden Funktionen:

- Die Erzeugung des sinusförmigen Erregersignals für den Wirbelstromdrehzahlsensor synchron zum Regelzyklus im Antriebsregler
- Die Steuerung der Synchrongleichrichter für die Messsignale mit einer programmierbaren Phase in Bezug auf das Trägersignal
- Die Taktaufbereitung für die ADUs und die Ablaufsteuerung
- Das Auslesen und Zwischenspeichern der seriellen Datenströme der ADUs
- Den Transfer der Messwerte ins Dual-Port-RAM (DPR) mit 40 kHz Datenrate
- Die Synchronisation aller Abtastvorgänge für die Auswertung des Sensors auf den Abtastvorgang der digitalen Regelung im ARS

Die Programmentwicklung für das CPLD erfolgt in PALASM [AUE-93]. Die Programmdateien werden über eine JTAG-Schnittstelle in den Baustein geladen.

Das DPR kann vom CPLD und vom Regelprozessor gelesen und geschrieben werden. Das CPLD schreibt zyklisch die Messdaten der ADUs. Der Regelprozessor schreibt in der Initialisierungsphase Konfigurationsdaten für die Abtastzeitpunkte der ADUs und die Phasenlage der Synchrongleichrichter. Er liest die ADU-Daten im Betrieb zyklisch aus und verwendet sie für die Drehzahlregelung des Antriebs.

Der zeitliche Bezug der Datenerfassung im Betrieb ist in Abb. 6-11 dargestellt. Das Erregersignal für den Wirbelstromdrehzahlsensor ist auf das Abtastintervall der Regelung und damit auch auf die PWM-Frequenz der Leistungsstufe synchronisiert. Die Frequenz beträgt somit $\omega = 2\pi \cdot 9,766 \text{ kHz}$. Die Abtastung der Messsignale erfolgt viermal schneller, also mit $T_{AB,M} = 25,6 \mu\text{s}$. Die ADU-Daten werden vom CPLD seriell ausgelesen und unmittelbar darauf in das DPR geschrieben. Mit einem kleinen zeitlichen Versatz werden die Messdaten zyklisch in Form von (4 x 3) Werten mit einer Auflösung von 16 Bit vom Regelprozessor gelesen.

Die Phasenlage des Trägersignals ist parametrierbar. Die Abtastung der Signale erfolgt bei ca. 45° , so dass sich etwa gleich große Messwerte ergeben.

Das Ausgangssignal des Wirbelstromdrehzahlsensors weist gegenüber dem Träger eine signifikante Phasenverschiebung auf, da der Sensor bei 10kHz Trägerfrequenz oberhalb seiner Grenzfrequenz betrieben wird. Im CPLD wird daher ein gegenüber dem Träger phasenverschobenes Signal erzeugt, das den Synchrongleichrichter für die Demodulation des Ausgangssignals steuert.

Die Synchronisation der Abtastvorgänge zwischen Regler und Auswertelektronik erfolgt über drei Pfade:

- Synchronisation des CPLD-Systemtaktes auf den Systemtakt des Antriebsreglers über eine in Hardware ausgeführte PLL
- Synchronisation der Phase des Trägers in Bezug auf den Regelinterrupt über ein Steuerwort im DPR, das vom CPLD zyklisch ausgewertet wird
- Synchronisation des Zeitpunktes der Datenübergabe vom Geberinterface an den Regelprozessor auf dem Antriebsregler über ein Steuerwort im DPR

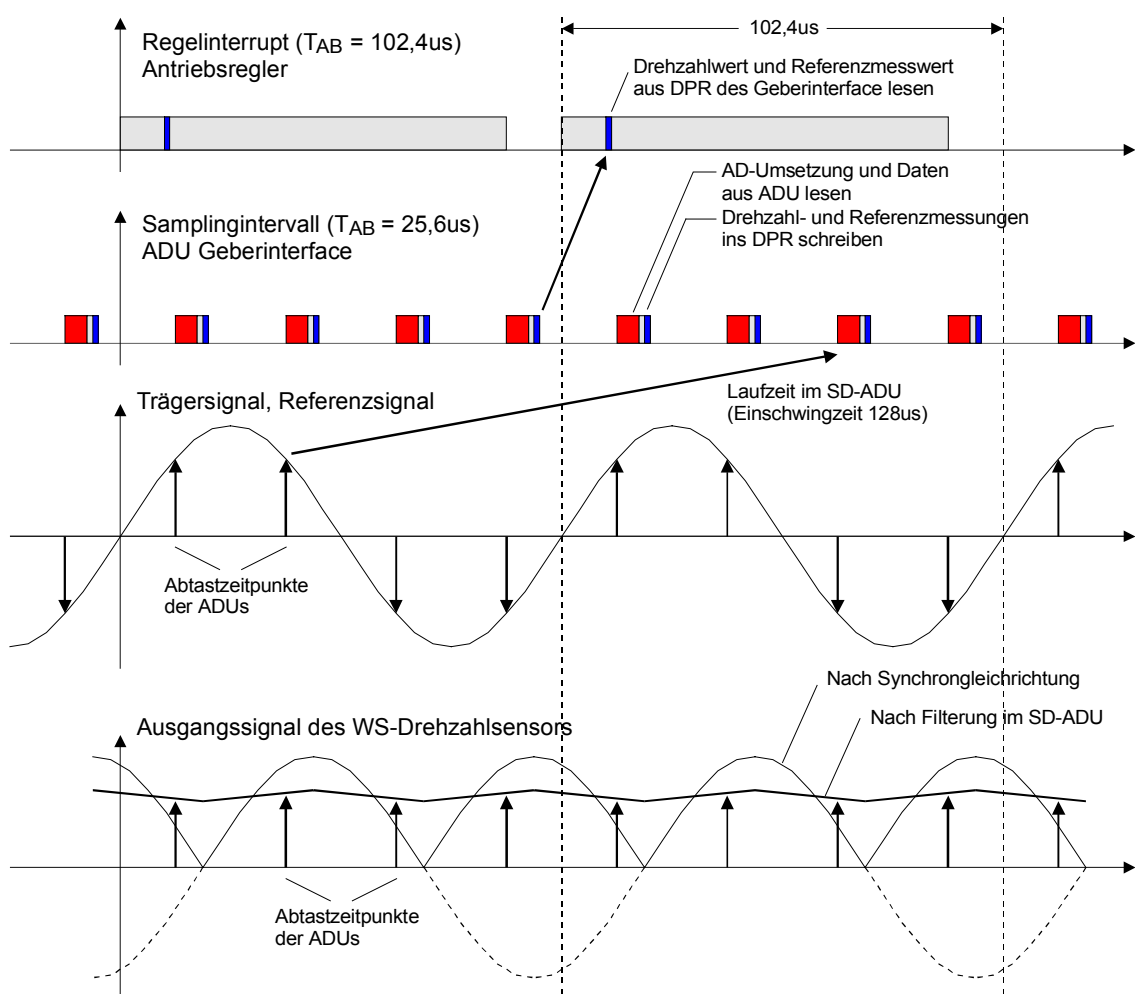


Abb. 6-11: Die Gebersignale und das Abtast-Timing für die Signalauswertung

Die Auswahl des ADU erfolgte unter dem Gesichtspunkt einer maximalen Auflösung des analogen Messwertes auch in gestörter Umgebung bei hinreichender Bandbreite und vernünftigem Preis-Leistungs-Verhältnis.

Antriebsregler sind sehr starke Störquellen. Vor allem die im Regler vorhandene getaktete Leistungsendstufe erzeugt beim Kommutieren Spannungsteilheiten von bis zu 10 V/ns und Stromänderungen mit bis zu 1000 A/μs. Dies erzeugt Störungen, die sich den analogen Signalen überlagern und die Messung verfälschen können. Es handelt sich bei den Störungen um zeitdiskrete Störspannungspakete großer Amplitude, die bei jedem Schaltvorgang der Endstufe auftreten. Die charakteristischen Eigenfrequenzen dieser Störspannungspakete liegen im Bereich von 100 kHz bis 5 MHz.

Abtastende ADUs nach dem Verfahren der sukzessiven Approximation reagieren sensibel auf diese Störungen, insbesondere dann, wenn der Abtastvorgang mit einem Störpaket zusammenfällt. Sigma-Delta-ADUs (ΣΔ-ADUs) erweisen sich aufgrund des hochfrequenten Abtastverfahrens mit anschließender digitaler Filterung als sehr störresistent. Weitere Vorteile sind die überragende Linearität und die große Auflösung des Messwertes. Nachteilig ist die durch die integrierten Filter verursachte Gruppenlaufzeit [PAR-OJ].

Für die vorliegende Aufgabe wurde ein ΣΔ-ADU der Firma Burr-Brown vom Typ ADS1252 verwendet, dessen Eckdaten, zugeschnitten auf diese Applikation, nachfolgend kurz zusammengestellt sind [BUR-00]:

Tab. 6-2: Technische Daten des ADU „ADS1252“

Parameter	Wert:	Bemerkung:
Taktfrequenz Modulator	2,5 MHz	Takt extern 15 MHz
Auflösung	24 Bit	15 Bit bis 16 Bit stabil in der Applikation
Integrale Nichtlinearität	0,0015%	
Datenrate	39 kHz	alle 25,6 μs ein Wert
Filter / Übertragungsfunktion	sinc ⁵ -Filter	$H(z) = \left(\frac{1 - z^{-64}}{64 \cdot (1 - z^{-1})} \right)^5$
Gruppenlaufzeit	64 μs	50% Ausgangssignal
Einschwingzeit	128 μs	100% Ausgangssignal (Verzögerung in Abb. 6-11 dargestellt)
Grenzfrequenz (-3dB)	8,424 kHz	

Der Modulator des $\Sigma\Delta$ -ADU tastet die synchron gleichgerichteten Signale mit hoher Frequenz ab. Im integrierten Dezimationsfilter erfolgt die Filterung bzw. Mittelwertbildung. Da die Dämpfung des integrierten Filters bei doppelter Trägerfrequenz erst ca. 20 dB beträgt, ergibt sich eine Restwelligkeit auf den Daten des ADUs. Unterschiede zwischen den vier Messwerten einer Signalperiode ergeben sich zusätzlich, weil die Abtastzeitpunkte für den Datentransfer vom ADU ins DPR nicht genau mit der 45° -Phasenlage des Messsignals zusammentreffen. Diese Restwelligkeit auf den Messdaten wird durch eine gleitende Mittelwertbildung über je vier aufeinanderfolgende Messwerte im Regelprozessor vollständig eliminiert. Abb. 6-12 zeigt den Betragsverlauf der Übertragungsfunktion für die Messwerterfassung ohne und mit Mittelwertbildung über vier ADU-Werte, Tab. 6-3 enthält die technischen Daten.

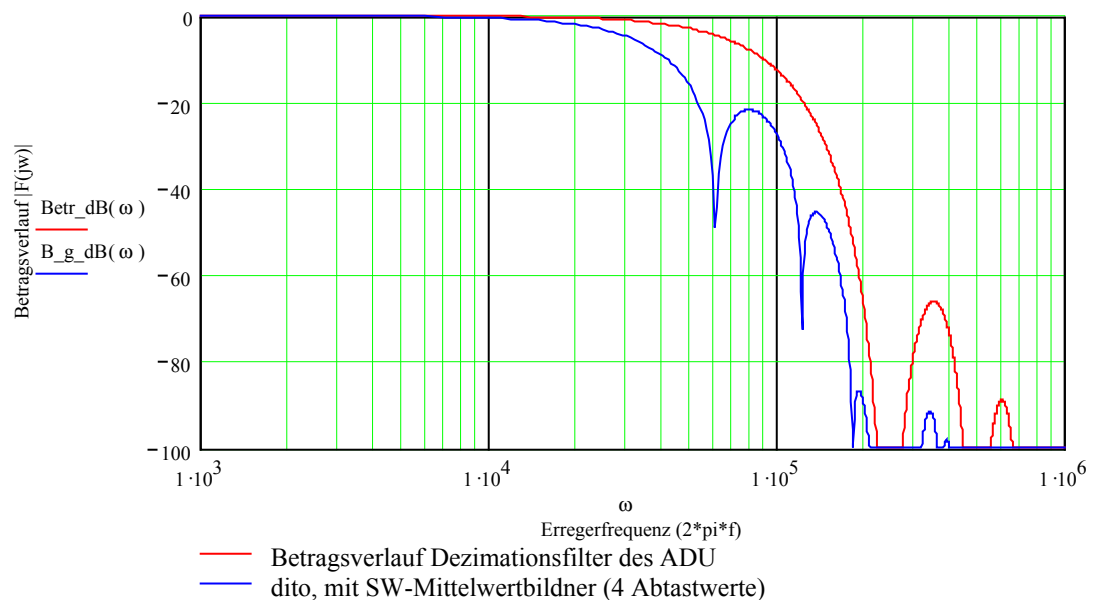


Abb. 6-12: Betragsverlauf ADU-sinc5-Filter ohne / mit Mittelwert über $4 \cdot T_{AB,M}$

Tab. 6-3: Eckdaten der Signalerfassung für den Wirbelstromdrehzahlsensor

Parameter	Wert:	Bemerkung:
Datenrate	9,766 kHz	alle 102,4 μ s ein Wert
Filter / Übertragungsfunktion	sinc ⁵ -Filter	$Hg(z) = \left(\frac{1 - z^{-64}}{64 \cdot (1 - z^{-1})} \right)^5 \cdot \left(\frac{1 - z^{-256}}{256 \cdot (1 - z^{-1})} \right)$
Gruppenlaufzeit	$\approx 115 \mu$ s	50% Ausgangssignal
Einschwingzeit	$\approx 230 \mu$ s	100% Ausgangssignal
Grenzfrequenz (-3dB)	≈ 4 kHz	

Die trägerfrequenten Signale sowie alle Oberwellen werden nun vollständig unterdrückt. Die Nutzsignalbandbreite halbiert sich, die Gruppenlaufzeit wird erhöht. Die Sprungantwort des Filters bei einem Sprung der Eingangsgröße zum Zeitpunkt $t_n = 150 \mu\text{s}$ zeigt Abb. 6-13.

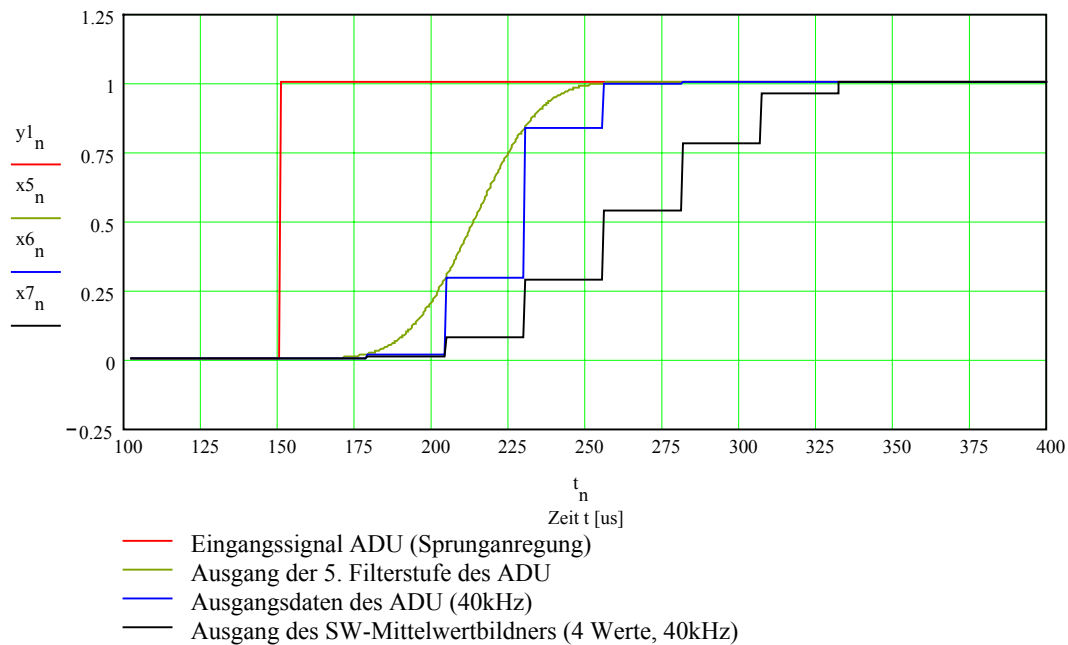


Abb. 6-13: Normierte Sprungantwort Eingang \rightarrow Ausgang der Signalerfassung

Abb. 6-14 zeigt die praktische Ausführung der realisierten Auswerteelektronik.

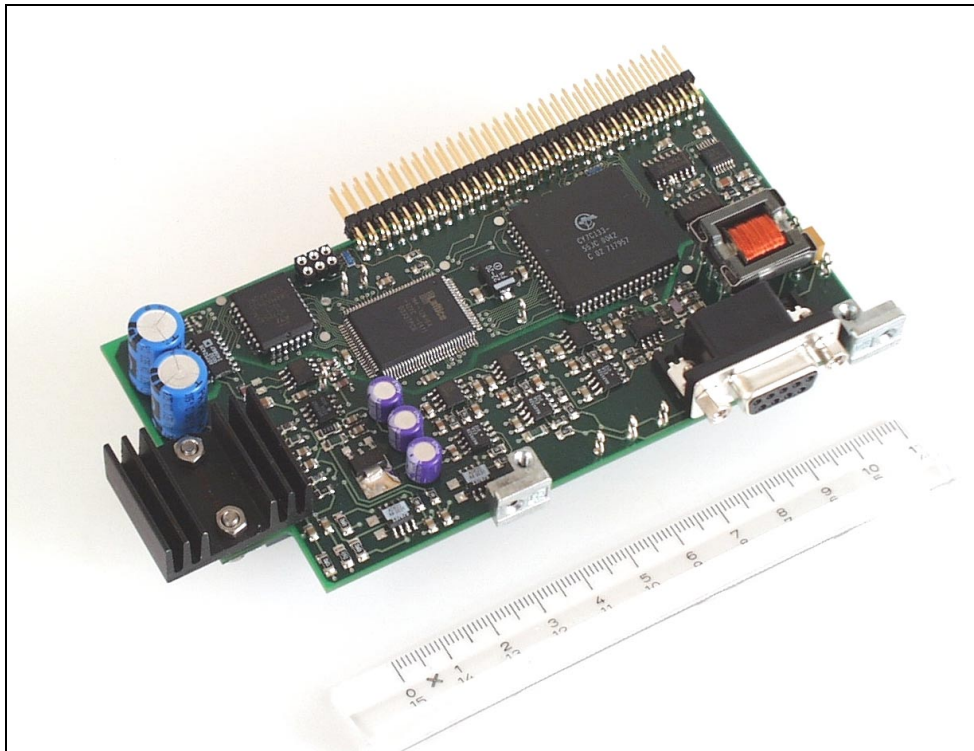


Abb. 6-14: Auswerteelektronik für den Wirbelstromdrehzahlsensor

6.3.2 Einbindung des Gebersignals in die Antriebsregelung

Die beschriebene Auswerteelektronik stellt die erfassten Messdaten in einem Speicherbereich des DPR für die Mittelwertbildung durch den Regelprozessor zur Verfügung. Tab. 6-4 enthält die entsprechenden Normierungen.

Tab. 6-4: Rohdaten für die Drehzahlregelung nach Mittelwertbildung über $T_{AB,I}$

Parameter:	Normierung:	Beschreibung:
wsens_n	$7FFF\ 0000_h = 1,25\ V_{eff}$	Spannungsamplitude der Messwicklung (für Prototyp II: Vollaussteuerung bei ca. $25\ 000\ 1/min$, Rotor MS)
wsens_i	$7FFF\ 0000_h = 250\ mA_{eff}$	Erregerstrom
wsens_u	$7FFF\ 0000_h = 18,5\ V_{eff}$	Amplitude der Erregerspannung

Die übliche Struktur für die Drehzahlerfassung über den Winkelgeber und den Drehzahlregelkreis in Servoantrieben wurde bereits in Abb. 2-3 dargestellt. Sie wird nun gemäß Abb. 6-15 erweitert, so dass der Drehzahlwert vom Wirbelstromdrehzahlsensor wahlweise als Rückführung genutzt werden kann.

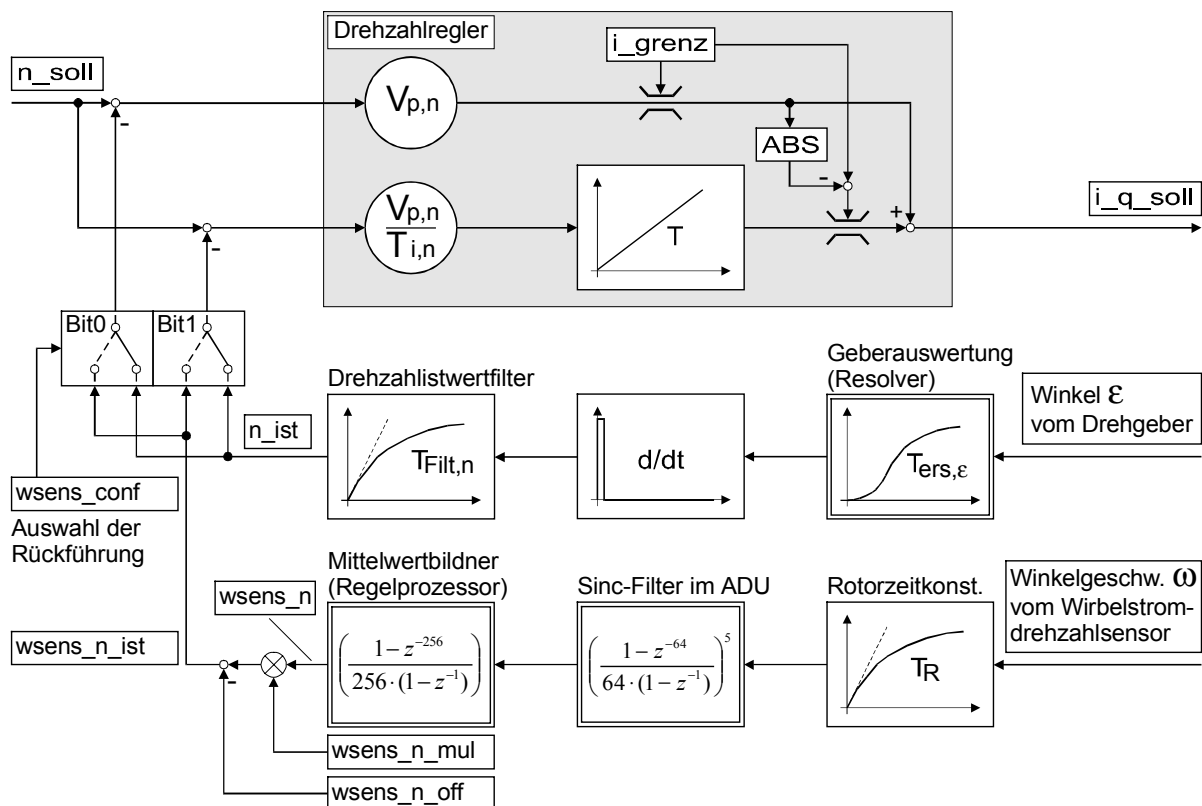


Abb. 6-15: Blockschaltbild für die Drehzahlregelung mit ARS – Drehzahlwert vom Wirbelstromdrehzahlsensor optional zuschaltbar

Der Drehwinkel ε vom Drehgeber wird in der Geberauswertung, die durch eine Ersatzzeitkonstante $T_{ers,\varepsilon}$ modelliert wird, erfasst. Der gemessene Winkel wird differenziert und mit der Zeitkonstante $T_{Filt,n}$ gefiltert. Am Ausgang des Filters steht die Istdrehzahl n_{ist} des Antriebs für die Rückführung in den Drehzahlregelkreis zur Verfügung.

Der Wirbelstromdrehzahlsensor erfasst die Winkelgeschwindigkeit direkt. Er besitzt die Rotorzeitkonstante T_R . Die Messdatenerfassung verwendet den sinc⁵-Filter im ADU und einen nachgeschalteten Mittelwertbildner. Am Ausgang stehen mit $wsens_n$ die Daten des ADU zur Verfügung. Sie werden über $wsens_n_mul$ auf die erforderliche Drehzahl skaliert, der Offset bei stehender Welle wird über $wsens_n_off$ korrigiert. Die Istdrehzahl $wsens_n_ist$ steht nun ebenfalls für die Regelung zur Verfügung. Die ebenfalls erfasste Erregerspannung und der Erregerstrom werden in der Berechnung der Istdrehzahl $wsens_n_ist$ zunächst nicht berücksichtigt, da sich der Einfluss der Temperaturdrift des Drehzahlsignals als insgesamt gering erwies.

Über die Selektoren nach Tab. 6-5 werden die beiden Drehzahlwerte getrennt auf den Proportional- und den Integralanteil des Drehzahlreglers geschaltet. Er liefert am Ausgang den Stromsollwert i_{q_soll} für die Stromregelung.

Tab. 6-5: Kombinationen für die Geberrückführung

wsens_conf	P-Anteil:	I-Anteil:	Bemerkung:
0000 _h	n_{ist}	n_{ist}	Regelung auf Drehgeber: Beobachtung über WS-Sensor möglich
0001 _h	$wsens_n_ist$	n_{ist}	Kombinierte Regelung: Keine Stationäre Drehzahldifferenz, driftfreier Stillstand, hohe Bandbreite und Auflösung des WS-Sensors werden genutzt
0002 _h	n_{ist}	$wsens_n_ist$	Keine sinnvolle Betriebsart
0003 _h	$wsens_n_ist$	$wsens_n_ist$	Regelung ausschließlich über WS-Sensor: Stationäre Drehzahlabweichung / Drift im Stillstand möglich, hohe Bandbreite

Die Struktur nach Abb. 6-15 erlaubt die Betrachtung des statischen und des dynamischen Verhaltens der Drehzahlregelung. Sie wurde realisiert, weil sie leicht als Ergänzung bestehender Regelstrukturen im ARS zu implementieren ist. Für die Vergleichsmessungen in den Kapiteln 6.3.4 und 6.3.5 wird der

Drehzahlregelkreis ausschließlich über den Winkelgeber ($wsens_conf = 0000_h$) oder über den WS-Sensor ($wsens_conf = 0003_h$) geschlossen.

Der WS-Sensor misst die Drehzahl analog, die Messgröße besitzt einen Offset und sie ist von der Temperatur abhängig. Zur Erreichung statischer Drehzahlgenauigkeit ist es daher erforderlich, das Drehzahlsignal vom Winkelgeber zusätzlich zum Signal vom WS-Sensor zu verwenden. Dies ist in Tab. 6-5 mit $wsens_conf = 0001_h$ vorgesehen. Das Signal vom WS-Sensor besitzt eine hohe Bandbreite und Auflösung. Es bestimmt das dynamische Verhalten des Antriebs über den P-Anteil des Reglers. Das Signal vom Winkelgeber sorgt über den I-Anteil für die statische Genauigkeit.

Ein wesentlicher Nachteil dieser kombinierten Drehzahlrückführung ist, dass die Optimierung des Drehzahlsignals direkt an die Einstellung des Drehzahlreglers gekoppelt ist. Durch einen Beobachterfilter für den Drehzahlwert, ähnlich wie in Abb. 2-15 für das Beschleunigungssignal dargestellt, kann die Drehzahlrückführung unabhängig von den Parametern des Drehzahlreglers optimiert werden. Bereits die Anordnung nach Abb. 6-16 erfüllt diesen Zweck sehr gut.

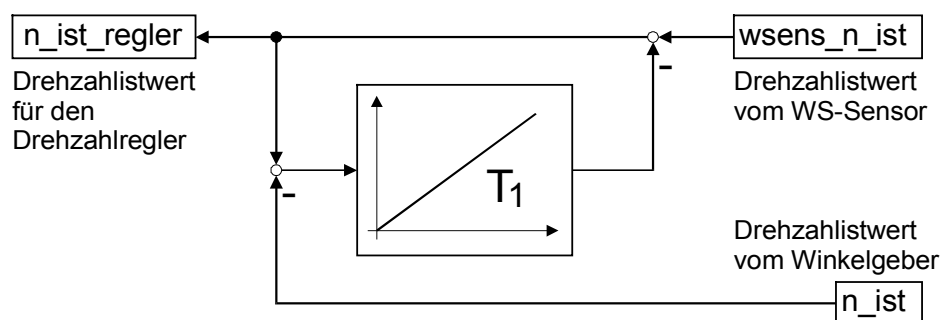
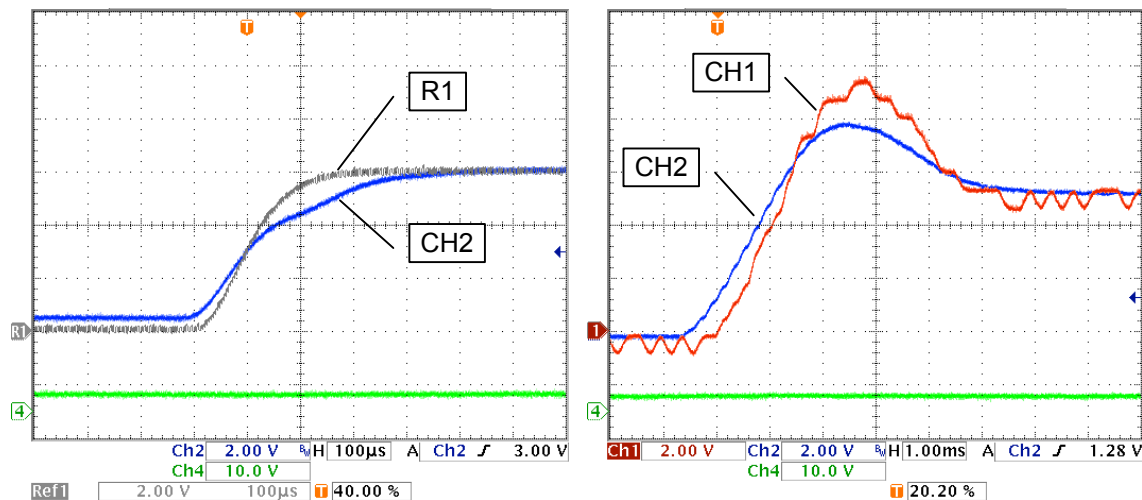


Abb. 6-16: Filter 1. Ordnung zur Verknüpfung der Drehzahlwerte vom Winkelgeber und vom Wirbelstromdrehzahlsensor

Der Ausgang eines Integrators korrigiert den Drehzahlwert vom WS-Sensor, indem er den korrigierten Wert kontinuierlich mit dem Drehzahlwert des Winkelgebers vergleicht. Das System verhält sich wie ein kombinierter Hoch-Tiefpaß 1. Ordnung. Für Frequenzen $\omega > 1/T_I$ dominiert das Signal vom WS-Sensor, darunter das vom Winkelgeber. Hochfrequente Anteile auf dem Drehzahlsignal des Winkelgebers, wie z.B. das Rauschen aufgrund einer groben Drehzahlquantisierung oder Auswirkungen von Winkelfehlern werden weitgehend unterdrückt.

6.3.3 Bandbreite der Signalerfassung und Drehzahlaufösung

Der Antriebsregler verfügt über zwei Analogausgänge, die zur Darstellung interner Größen des Reglers genutzt werden können. Abb. 6-17 a) zeigt mit Kurve (R1) die Sprungantwort des DAU als Referenz und mit Kurve (CH2) die über den Wirbelstromdrehzahlsensor gemessene Ist-drehzahl $w_{sens_n_ist}$ nach dem Einschalten der Erregerspannung für den Sensor. Innerhalb von zwei Zyklen des Drehzahlregelkreises mit $T_{AB,N} = 204,8 \mu s$ wird der Endwert erreicht.



a) Signalsprung des WS-Sensors (Ch2) b) Beschleunigungsvorgang $500 \frac{1}{min}$
 Vergleich: Zeitkonstante DAU (R1) Resolver (CH1), WS-Sensor(CH2)
 Abb. 6-17: Sprungantworten der Signalerfassung WS-Sensor und Resolver

Der Beschleunigungsvorgang nach einem Sollwertsprung mit $n_{soll} = 500 \frac{1}{min}$ ist in Abb. 6-17 b) vergleichend dargestellt. Der Drehzahlwert vom Resolver (CH1) ist nur grob aufgelöst und gegenüber dem Drehzahlwert von WS-Sensor (CH2) um ca. $\Delta t = 300 \mu s$ verzögert. Ursache hierfür ist die begrenzte Bandbreite des verwendeten Bausteins für die Resolverauswertung [RES-99].

Der Messbereich des ADU auf der Auswerteelektronik ist in Kombination mit dem Prototyp II und einem Rotor aus Messing so ausgelegt, dass Drehzahlen bis $n_{max} = 25000 \frac{1}{min}$ ohne Übersteuerung messbar sind. Die Drehzahlaufösung wird durch die Quantisierung der gemessenen Spannungswerte bestimmt. Die Mittelwertbildung im Abtastintervall verbessert die Auflösung und reduziert das Rauschen. Die Daten aus Tab. 6-6 auf der folgenden Seite zeigen, dass der Wirbelstromdrehzahlsensor einen Drehzahlmessbereich von $1 : 10^5$ bei gleichzeitiger Eignung für hohe Drehzahlen erreicht.

Tab. 6-6: Drehzahlmessbereich und Auflösung des Prototyp II, Rotor aus MS

Parameter	Wert:	Bemerkung:
Messbereich Drehzahl	$\pm 25000 \text{ }^1/\text{min}$	Für Vollaussteuerung ADU
Linearitätsfehler	$\pm 0,5 \%$	Im Messbereich
Drehzahlquantisierung	$0,0625 \text{ }^1/\text{min}$	Mittelwertbildung über $T_{AB,N} = 204,8 \text{ } \mu\text{s}$
Rauschen $n_{St,peak}$	$0,25 \text{ }^1/\text{min}$	Leistungsendstufe AUS
Rauschen $n_{St,peak}$	$0,50 \text{ }^1/\text{min}$	Leistungsendstufe EIN, Stromregelung
Rauschen $n_{St,peak}$	$0,75 \text{ }^1/\text{min}$	Leistungsendstufe EIN, Drehzahlregelung

6.3.4 Verbesserung des Betriebsverhaltens eines Servoantriebs mit Resolver

Die Resolverauswertung für den Antriebsregler besitzt die technischen Daten gemäß Tab. 6-7. Dem Vorteil des großen Drehzahlbereiches steht die begrenzte Bandbreite der Auswerteelektronik sowie die Winkelauflösung mit lediglich 4096 Inkrementen pro Umdrehung entgegen. Bei der Abtastperiodendauer $T_{AB,N} = 204,8 \text{ } \mu\text{s}$ ergibt sich die grobe Drehzahlquantisierung von $71,5 \text{ }^1/\text{min}$.

Tab. 6-7: Daten der Resolverauswertung des ARS mit RDC12

Parameter	Wert:	Bemerkung:
Resolver-Digital-Converter	AD2S90	Analog Devices, [RES-99]
Maximaldrehzahl	$30\,000 \text{ }^1/\text{min}$	Bausteine ab Designstep „D“
Winkelauflösung	12 Bit = 5°	Datenblattangabe AD2S90
Winkelfehler	$\pm 15^\circ \text{ max.}$	Datenblattangabe AD2S90
Bandbreite (-3dB)	$0,8 \dots 1,2 \text{ kHz}$	Datenblattangabe AD2S90
Drehzahlwertfilter $T_{\text{Filt},n}$	$\approx 0,4 \text{ ms}$	Reglerparametrierung

Die Auslegung des Drehzahlregelkreises erfolgt nach dem Verfahren des „symmetrischen Optimums“ [LEO-00]. Die Regelstrecke gemäß Abb. 6-18 auf der folgenden Seite wird dabei durch die Gleichung (6-5) beschrieben:

$$F_k(p) = \frac{V(T_i p + 1)}{T_i p} \cdot \frac{1}{T_{ers,I} p + 1} \cdot \frac{1}{T_{ers,N} p + 1} \cdot \frac{1}{T_{MK}} \quad (6-5)$$

Der geschlossene Stromregelkreis wird durch ein PT₁-Verhalten mit der Zeitkonstanten $T_{ers,I}$ charakterisiert. Die Ersatzzeitkonstante $T_{ers,N}$ beinhaltet die Filter in der Drehzahl- bzw. Winkelerfassung. Beide Ersatzzeitkonstanten

können zur weiteren Vereinfachung der Regelstrecke additiv zu einer einzigen Zeitkonstanten T_{ers} zusammengefasst werden:

$$T_{ers} = T_{ers,I} + T_{ers,N} \quad (6-6)$$

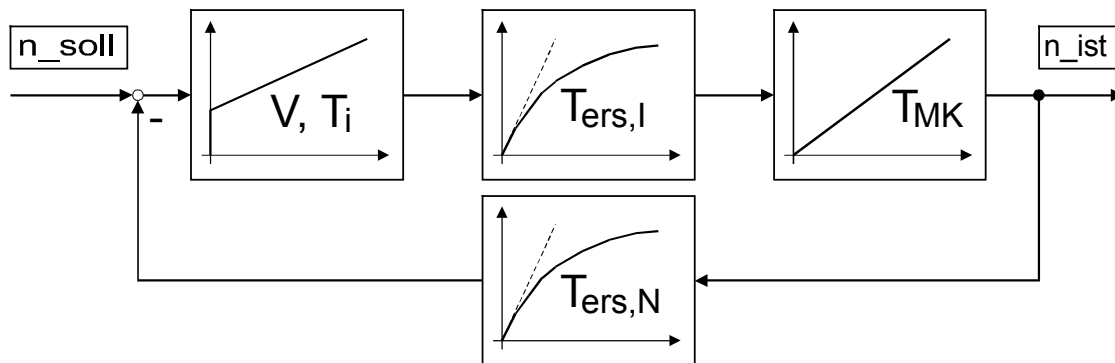


Abb. 6-18: Blockschaltbild des geschlossenen Drehzahlregelkreises

Die Regelparameter werden in Abhängigkeit der geforderten Dämpfung D_g im geschlossenen Kreis mit Hilfe des Parameters a rechnerisch bestimmt:

$$a = 2D_g + 1 \quad (6-7)$$

$$\omega_d = \frac{1}{a \cdot T_{ers}} \quad (6-8)$$

$$T_i = a^2 \cdot T_{ers} \quad (6-9)$$

$$V = \frac{1}{a} \cdot \frac{T_{MK}}{T_{ers}} \quad (6-10)$$

Da die Auswerteelektronik für den WS-Sensor eine größere Bandbreite als die Resolverauswertung besitzt, erhöht sich die Durchtrittsfrequenz der Regelung ω_d wesentlich. Die Regelparameter, in Tab. 6-8 grau hinterlegt, können bei gleicher Dämpfung im Drehzahlregelkreis angepasst werden. Es ist möglich, die Verstärkung um den Faktor 3 zu erhöhen und die Integrierzeit zu dritteln.

Tab. 6-8: Zeitkonstanten und Regelparameter in der Drehzahlregelung $D_g \approx 0,5$

Drehzahlrückführung:	T_{MK}	$T_{ers,I}$	$T_{ers,N}$	T_{ers}	T_I	V	ω_d
Resolver mit RDC AD2S90	21 ms	0,4 ms	1,4 ms	1,8 ms	7,2 ms	6	270 Hz
Wirbelstromdrehzahlsensor	21 ms	0,4 ms	0,2 ms	0,6 ms	2,4 ms	18	800 Hz

Bei eingeschalteter Regelung und Sollwertvorgabe Null bewirkt ein Lastmoment an der Welle, daß sich diese um einen Winkel $\Delta\epsilon$ verdreht. Der Integralanteil des Drehzahlreglers sorgt aber dafür, daß die Welle nach Entlastung wieder in die Ausgangslage zurückkehrt. Der Rotor verhält sich gegenüber dem Stator wie eine Drehfeder. Die Drehfedersteifigkeit c kann dabei sowohl über die mechanischen Größen Winkel und Drehmoment, als auch über die Parameter des Drehzahlreglers definiert werden. Die Konstante k berücksichtigt dabei verschiedene Normierungen der verwendeten Größen:

$$c = \frac{\Delta M}{\Delta\epsilon} = k \cdot \frac{\Delta I}{\Delta\epsilon} = k \cdot \frac{V}{T_i} \quad (6-11)$$

Durch Einsetzen von Gleichung (6-9) und (6-10) ergibt sich:

$$c = \frac{k \cdot T_{MK}}{a^3 \cdot T_{ers}^2} \quad (6-12)$$

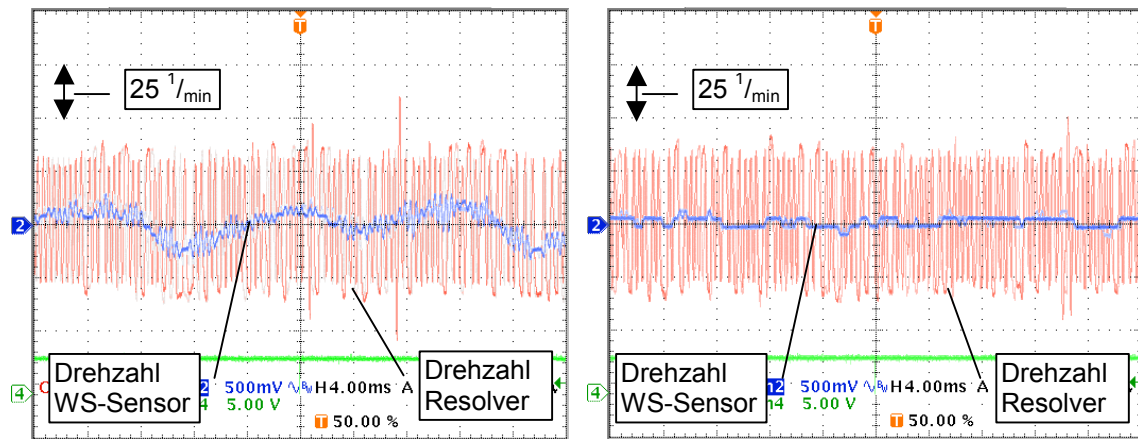
Für eine gute und schnelle Ausregelung von Störgrößen ist eine möglichst hohe Drehfedersteifigkeit wünschenswert. Die Bedeutung einer möglichst kleinen Zeitkonstanten T_{ers} im Regelkreis wird an dieser Stelle besonders deutlich.

Durch die Verwendung des Wirbelstromdrehzahlsensors in der Rückführung des Drehzahlregelkreises konnte T_{ers} gegenüber der Resolverrückführung wesentlich reduziert werden. Der Drehzahlwert vom WS-Sensor wurde dabei sowohl für die Berechnung des P- als auch des I-Anteils des Drehzahlreglers verwendet. Das Ergebnis ist:

- Eine Erhöhung der Drehzahlreglerverstärkung von $V_{p,n} = 6$ auf $V_{p,n} = 24$
- Die Reduktion der Integrierzeit von $T_{i,n} = 6,0$ ms auf $T_{i,n} = 2,5$ ms ist möglich
- Resultierend eine Erhöhung der Drehfedersteifigkeit um den Faktor 9,6

Abb. 6-19 a) auf der folgenden Seite zeigt das Regelverhalten des Antriebs mit Resolverrückführung im Drehzahlregelkreis bei einer mittleren Drehzahl. Aufgrund der geringen Regelverstärkung schwankt die Istdrehzahl periodisch mit dem Drehwinkel. Die grobe Quantisierung der Istdrehzahl vom Resolver führt zudem zu einer hochfrequenten Welligkeit der Istdrehzahl, wie die Vergleichsmessung über den Wirbelstromdrehzahlsensor zeigt. Der Gleichlauf des Antriebs wird durch die Verwendung dieses Wertes für die Regelung in Verbindung mit der erhöhten Regelverstärkung wesentlich verbessert, wie in

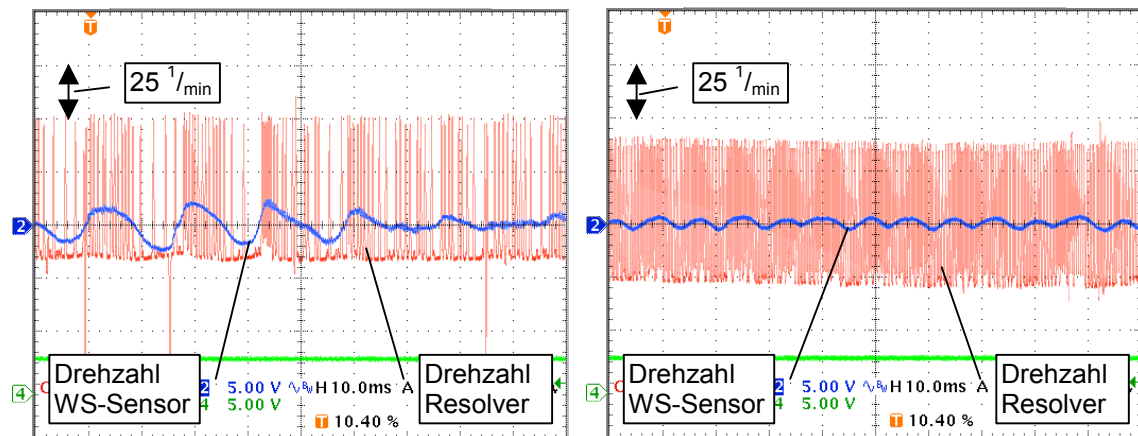
Abb. 6-19 b) dargestellt ist. Aufgrund der hohen Auflösung des WS-Sensors ist die hochfrequente Welligkeit trotz höherer Verstärkung im Drehzahlregelkreis verschwunden. Die höhere Regelverstärkung bewirkt darüber hinaus auch eine Reduktion der periodischen winkelabhängigen Drehzahlschwankung.



a) Rückführung über Resolver
Parameter $V_{p,n} = 6$; $T_{i,n} = 6,0$ ms

b) Rückführung (P-Ant.) WS-Sensor
Parameter $V_{p,n} = 24$; $T_{i,n} = 6,0$ ms

Abb. 6-19: Verbesserung des Rundlaufs, Drehzahlregelung bei $n = 2250$ $1/\text{min}$



a) Rückführung über Resolver
Parameter $V_{p,n} = 6$; $T_{i,n} = 6,0$ ms

b) Rückführung über WS-Sensor
Parameter $V_{p,n} = 24$; $T_{i,n} = 6,0$ ms

Abb. 6-20: Verbesserung des Rundlaufs, Drehzahlregelung bei $n = 300$ $1/\text{min}$

Der Servoregler ARS verfügt nicht über eine Kompensation der Totzeiten in der Leistungsendstufe. Die verwendete Synchronmaschine ist für $n_{\text{max}} = 30\,000$ $1/\text{min}$ bei der Zwischenkreisspannung $U_{\text{ZK}} = 320$ V ausgelegt. Aufgrund ihrer niedrigen Spannungskonstante wirken sich die Totzeiteffekte in der Endstufe bei diesem Motor besonders stark auf das Betriebsverhalten der Stromregelung und der überlagerten Drehzahlregelung aus. Durch die Verwendung des Signals vom

Wirbelstromdrehzahlsensor werden die Auswirkungen der Totzeiten reduziert, wie Abb. 6-20 a) und b) vergleichend zeigt.

Bei hohen Drehzahlen im Bereich von $n > 12\,000 \frac{1}{\text{min}}$ wird die Drehzahlwelligkeit nur wenig durch die Regelung beeinflusst, da die kinetische Energie des Rotors quadratisch mit der Winkelgeschwindigkeit zunimmt. Der Vorteil des WS-Sensors liegt hier in einer Reduktion der Stromwelligkeit. Der Winkelfehler des Resolvers führt über den Drehzahlregelkreis zu einer erhöhten Welligkeit des Motorstroms. Diese halbiert sich durch die Verwendung des Drehzahlsignals vom Wirbelstromdrehzahlsensor bei gleichzeitig erhöhter Reglerverstärkung.

6.3.5 Vergleichsmessung mit einem hochauflösenden Inkrementalgeber bei niedrigen Drehzahlen

Vergleichsmessungen mit einem hochauflösenden optischen Inkrementalgeber liefern Ergebnisse für das Verhalten des Sensors bei niedrigen Drehzahlen. Die Daten der zugehörigen Geberauswertung für den Antriebsregler ARS sind in Tab. 6-9 zusammengefasst. Bei der Abtastperiodendauer von $T_{AB,N} = 204,8 \mu\text{s}$ ergibt sich eine Drehzahlquantisierung von $2,2 \frac{1}{\text{min}}$.

Tab. 6-9: Daten der SINCOS-Geberauswertung des ARS

Parameter	Wert:	Bemerkung:
Geber	SNS 50	Stegmann
Maximaldrehzahl	$6\,000 \frac{1}{\text{min}}$	Mechanische Begrenzung
Strichzahl	512	
Interpolation	8 Bit	
Winkelauflösung	$17 \text{ Bit} = 10^{\circ}$	
Winkelfehler	$\pm 1,5^{\circ} \text{ max.}$	Geber + Auswerteelektronik
Ersatzzeitkonstante Geber u. Drehzahlwertfilter $T_{\text{Filt},n}$	$\approx 0,4 \text{ ms}$	Parametrierung des Reglers mit Filterzeitkonstante $T_{\text{Filt},n} = 0,4 \text{ ms}$

Die Betrachtung des Einschwingvorgangs des Drehzahlregelkreises nach einer Sprunganregung, wie ihn Abb. 6-21 zeigt, ermöglicht einen qualitativen Vergleich der Bandbreite in der Drehzahlerfassung mit den verschiedenen Gebern. Die Dämpfung im Drehzahlregelkreises wird für diese Messung bewusst sehr niedrig gewählt ($D_g \approx 0,3$), um Unterschiede im Verhalten besser darzustellen.

Die linke Abbildung verdeutlicht, dass der Wirbelstromdrehzahlsensor eine höhere Regeldynamik gegenüber der konventionellen Resolverauswertung zulässt. Die Drehzahlerfassung über den SINCOS-Geber bietet gegenüber dem Wirbelstromdrehzahlsensor nur geringe Vorteile, wie Abb. 6-21 b) zeigt.

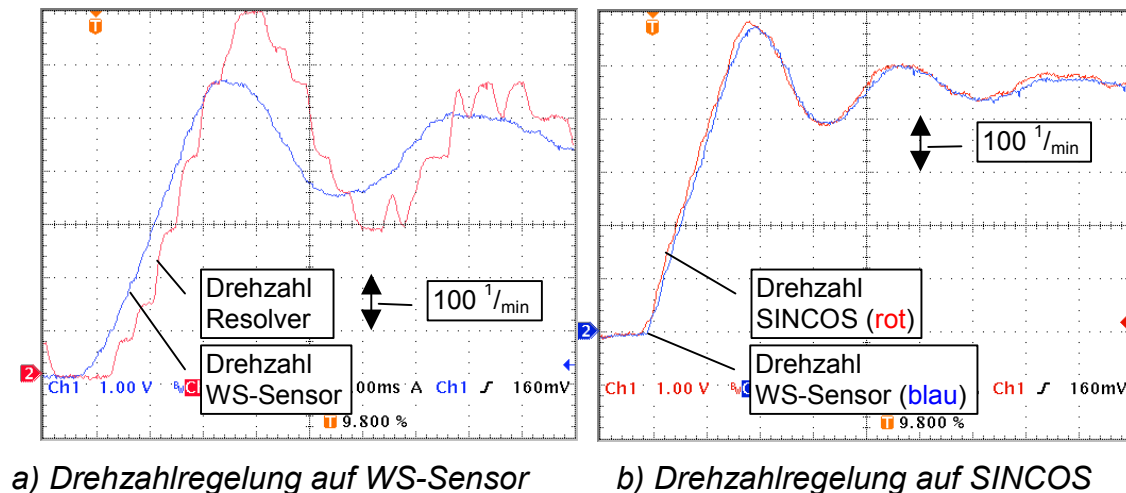


Abb. 6-21: Beschleunigungsvorgang auf $n \approx 500 \text{ }^1/\text{min}$ zur Bewertung der Bandbreite der Drehzahlerfassung; Parameter: $V_{p,n} = 15$, $T_{i,n} = 3,0 \text{ ms}$

Wie aus Abb. 6-22 ersichtlich ist, erfasst der Wirbelstromdrehzahlsensor den Drehzahlwert mit hoher Qualität. Dargestellt ist eine Umdrehung der Welle.

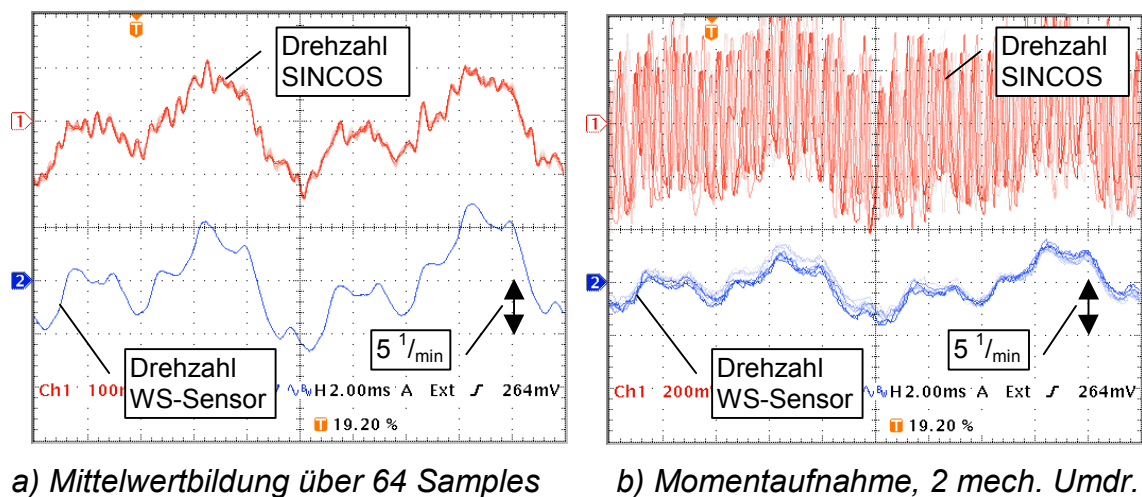
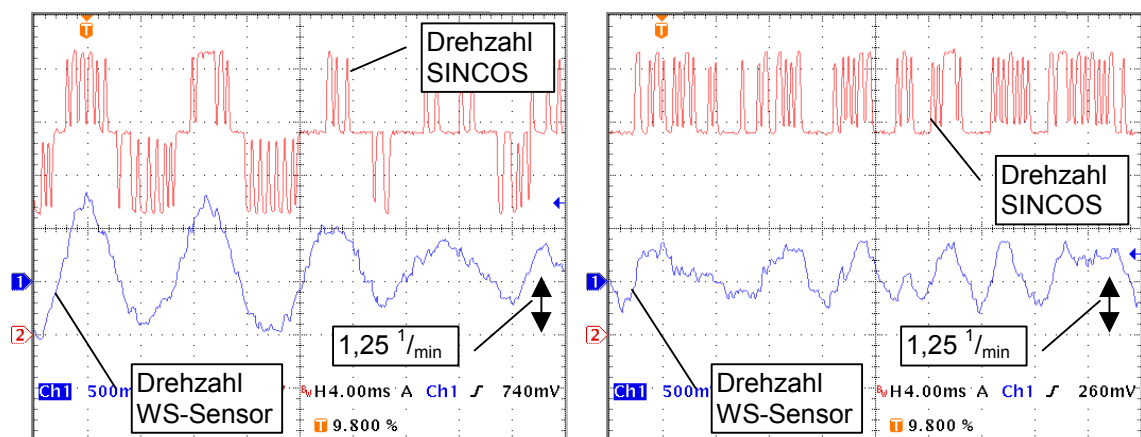


Abb. 6-22: Regelung über SINCOS-Geber – Istdrehzahl bei $n = 3000 \text{ }^1/\text{min}$

Die Regelung des Antriebs erfolgt bei einer Drehzahl von $n = 3000 \text{ }^1/\text{min}$ über den hochauflösenden Inkrementalgeber. Bereits die Momentaufnahme einiger synchron zum Drehwinkel überlagerter Kurven, Abb. 6-22 b), zeigt eine saubere Erfassung der Drehzahlwelligkeit. Die gute Übereinstimmung zwischen dem Drehzahlwert des SINCOS-Gebers und dem des WS-Sensors ist der

Abb. 6-22 a) zu entnehmen. Durch die Mittelwertbildung werden Quantisierungseffekte in der Drehzahlfassung und in der Ausgabe der Werte über die DAU reduziert.

Auch bei niedrigen Drehzahlen ergibt sich eine gute Übereinstimmung der Drehzahlwerte. In Abb. 6-23 ist die Drehzahlregelung ausschließlich über den Wirbelstromdrehzahlsensor realisiert. Über den SINCOS-Geber erfolgt lediglich eine Vergleichsmessung. Deutlich erkennbar ist die Quantisierung dieses Drehzahlwertes mit $dn \approx 2 \text{ } ^1/\text{min}$. Auffällig ist das Oszillieren der Istdrehzahl des Wirbelstromdrehzahlsensors mit einer Amplitude von $\Delta n = \pm 1 \text{ } ^1/\text{min}$. Dies ist auf die beschränkte Rechenbreite des Algorithmus für den Drehzahlregelkreis zurückzuführen. Nach der Differenzbildung ist die Regelabweichung intern auf $dn = 1 \text{ } ^1/\text{min}$ quantisiert. Die hohe Auflösung des Wirbelstromdrehzahlsensors wird somit im Regelkreis noch nicht ausgenutzt. Durch eine Erhöhung der Proportionalverstärkung des Drehzahlreglers wird die Amplitude der Grenzschiwingung reduziert und ihre Frequenz erhöht (vgl. Abb. 6-23 b)).



a) Parameter $V_{p,n} = 15$; $T_{i,n} = 3,0 \text{ ms}$

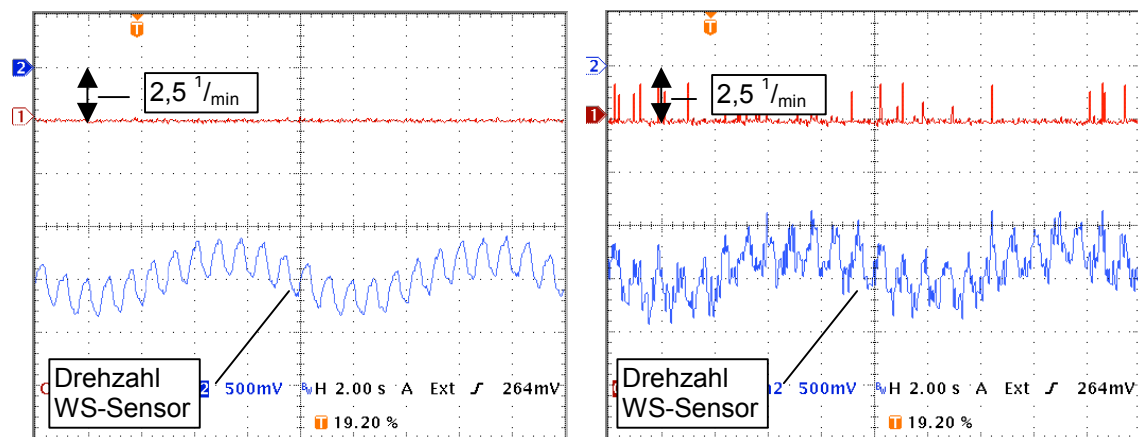
b) Parameter $V_{p,n} = 30$; $T_{i,n} = 3,0 \text{ ms}$

Abb. 6-23: Drehzauflösung und Rundlauf bei $n = 1 \text{ } ^1/\text{min}$;
Drehzahlregelung auf WS-Sensor; 1 Kästchen == $1,25 \text{ } ^1/\text{min}$

Die Aufnahme zweier vollständiger Umdrehungen der Motorwelle offenbart den Nachteil des Wirbelstromdrehzahlsensors gegenüber dem hochauflösenden Inkrementalgeber. Der Drehzahlwert des SINCOS-Gebers wird für die Regelung verwendet. Abb. 6-24 a) und b) zeigen, dass die Istdrehzahl des Wirbelstromdrehzahlsensors zwar hoch aufgelöst, aber dennoch nicht fehlerfrei ist.

Der Sensor zeigt eine Modulation der Istdrehzahl mit zwei charakteristischen Frequenzen, die in der Mittelwertbildung Abb. 6-24 a) besonders deutlich erkennbar sind:

- Eine Welligkeit mit Polfrequenz, $m_0 = 12$, Amplitude: $\hat{n}_{St0,m} \approx 0,75 \cdot \text{min}^{-1}$
- Eine Welligkeit mit mechanischer Frequenz, Amplitude: $\hat{n}_{St0,m} \approx 1 \text{ min}^{-1}$



a) Mittelwertbildung über 64 Samples

b) Momentaufnahme, 2 mech. Umdr.

Abb. 6-24: Regelung über SINCOS-Geber – Istdrehzahl bei $n = 6 \text{ min}^{-1}$

Die beschriebenen Fehler führen zu einer schwankenden Istdrehzahl, wenn die Regelung ausschließlich über den Wirbelstromdrehzahlsensor erfolgt. Durch die Kombination des Sensors mit einem Winkelgeber in der Regelung ist der Fehler vermeidbar. Die Regelung wird, wie in Tab. 6-5, Zeile 2, angegeben, mit $wsens_conf = 0001_h$ konfiguriert. Der Drehzahlwert des Winkelgebers wirkt auf den Integralanteil des Drehzahlreglers. Er sorgt nun für einen verbesserten Gleichlauf. Der zweite Vorteil dieser Konfiguration ist, dass sich die in der analogen Signalerfassung für den Wirbelstromdrehzahlsensor unvermeidlichen Verstärkungs- und Offsetfehler nicht länger auf die stationäre Drehzahl des Antriebs auswirken können.

7 Fehlereinflüsse

Bereits in den Messergebnissen des vorangegangenen Kapitels finden sich Hinweise auf mögliche Fehlereinflüsse, welche die Qualität des Drehzahlsignals vom Wirbelstromdrehzahlsensor einschränken. Eine Zusammenstellung der wesentlichen Fehlereinflüsse erleichtert die Bewertung, ob der Sensor in der gewünschten Applikation zufriedenstellend funktionieren wird.

7.1 Mechanische Toleranzen, Montagefehler

Die Vergleichsmessung in Abb. 6-24 a) zeigt einen systematischen Fehler des Sensorsignals mit Polfrequenz, dem ein weiterer Fehler mit mechanischer Frequenz überlagert ist. Der Fehler mit Polfrequenz ist auf die mechanischen Toleranzen der Bauteile sowie auf Toleranzen bei der Montage zurückzuführen. Auf Seiten des Rotors kommen die folgenden Fehlerursachen in Betracht:

- a) Die Lagerung der Motorwelle oder die Welle selbst ist exzentrisch.
- b) Der Rotor, bzw. die Wellenbohrung im Rotor ist exzentrisch.
- c) Die Stirnflächen des Rotors sind nicht senkrecht zur z -Achse ausgerichtet.
- d) Der Rotor ist elliptisch.
- e) Die Rotoroberfläche ist rauh oder inhomogen.
- f) Die elektrische Leitfähigkeit des Rotors variiert örtlich, bzw. ist anisotrop.
- g) Die magnetischen Eigenschaften des Rotors und der Welle sind anisotrop.

Die aufgeführten Fehlermöglichkeiten führen bei einem ideal symmetrisch aufgebauten Stator mit $2p_0$ identischen Polen zu einer Umdrehungsmodulation mit $m_0 = \nu 2p_0$ Perioden pro mechanischer Umdrehung. Die Ordnungszahl ν kann für einfache Störmechanismen analytisch bestimmt werden, wie bereits in Kapitel 2.3.2 für die Fehler eines Winkelgebers durchgeführt.

Eine einfache Exzentrizität des Rotors nach Fall a) oder b) lässt sich durch die Differenzstrecke s zwischen den Mittelpunkten von Rotor und Welle beschreiben. Sie führt zu einer Modulation des Luftspaltes zwischen dem Stator und

dem Rotor und bewirkt einen Fehler mit der Ordnungszahl $\nu = 1$. Eine geometrische Fehlerrechnung liefert die Abschätzung (7-1) für die Änderung des Luftspaltes innerhalb einer Polteilung:

$$\delta_{st} \leq \frac{s}{2} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2p_0}\right) \quad (7-1)$$

Der Abb. 4-17 ist anschließend der Zusammenhang zwischen dem Luftspalt δ und der Ausgangsspannung des Sensors zu entnehmen. Für den 12poligen Prototypen II bewirkt eine Exzentrizität mit $s = 0,01$ mm eine Modulation der gemessenen Winkelgeschwindigkeit mit $\omega_{st,m} \approx 0,86 \cdot 10^{-3} \cdot \omega_{mech,0} \sin(m_0 \omega_0 t + \alpha_0)$.

Der Drehzahlfehler ist also proportional zur Drehzahl. Bei hohen Drehzahlen wird die Störamplitude allerdings aufgrund der ansteigenden Frequenz der Störung durch die Filter in der Signalauswertung gedämpft. Messungen ergaben für den Prototypen I mit ALU-Rotor eine zur Drehzahl proportionale Störamplitude von maximal $1,2 \text{ ‰}$. Der Fehler konnte beim Prototypen II durch einen präziseren Messing-Rotor auf $0,35 \text{ ‰}$ reduziert werden.

Da die Fehlerkurve in Abb. 6-24 a) bei sehr niedriger Drehzahl aufgenommen wurde, kommen die Ursachen a) bis f), die multiplikativ auf die Drehzahl wirken, nicht in Betracht. Anisotrope magnetische Eigenschaften der Welle können jedoch den Fehler erklären.

Asymmetrien auf Seiten des Stators führen in Verbindung mit den bereits dargestellten Fehlermöglichkeiten im Rotor zu Störungen mit mechanischer Frequenz, also $m_0 = 1$. Aufgrund der nachfolgend aufgeführten Fehlerursachen erscheint eine analytische Untersuchung wenig erfolgversprechend:

- a) Die Windungszahlen der Messwicklung und der Erregerwicklung sind Toleranzen unterworfen (zumindest bei der Handfertigung der Prototypen).
- b) Die Statorbleche besitzen Fertigungstoleranzen. Nicht alle Pole weisen den gleichen Abstand zum idealen Rotor auf und die Breite der Pole variiert.
- c) Die Ausführung der Wickelköpfe lässt Asymmetrien zu. Abhilfe verspricht erst eine maschinell gefertigte und verschachtelte Wicklung.
- d) Die Zuführung der Anschlusskabel für die Erregerwicklung führt zu einer Asymmetrie im Erregerfeld.

7.2 Temperaturabhängigkeit der Ausgangsspannung

Die Ausgangsspannung der Wirbelstromdrehzahlsensoren ist, wie bereits in Kapitel 3.3 aufgezeigt, von der Temperatur des Sensors abhängig. Neben physikalischen Einflussfaktoren hat auch die Art der Speisung und die Signalauswertung einen Einfluss auf die Größe des Temperaturfehlers.

Die elektrische Leitfähigkeit des Rotors sinkt mit zunehmender Temperatur, dies ist ein wesentlicher Einfluss. Die Abhängigkeit wird in erster Näherung über den Temperaturkoeffizienten α_R des elektrischen Widerstands beschrieben:

$$\sigma(T) = \sigma(T_0) \cdot \frac{1}{1 + \alpha_R \cdot (T - T_0)} \quad (7-2)$$

Die in der Messwicklung induzierte Spannung sinkt nach (4-77) proportional mit der elektrischen Leitfähigkeit wegen $r_\lambda(T) \sim \sigma(T)$. Eine weitere Auswirkung ist die Reduktion der Rotorzeitkonstanten und damit eine Änderung der Amplitude und der Phase der Ausgangsspannung des Sensors in Bezug auf den Erregerstrom.

Auch auf Seiten des Stators gibt es Temperaturabhängigkeiten. Im einfachsten Fall wird die Erregerwicklung über eine Wechselspannungsquelle konstanter Amplitude gespeist. Mit zunehmender Temperatur steigt der Widerstand der Wicklung an, der Erregerstrom verringert sich und seine Phasenlage ändert sich bezogen auf den Referenzwert bei der Temperatur T_0 :

$$\underline{I}_p(T) = I_p(T_0) \cdot \frac{R_p(T_0) + j\omega L_p}{R_p(T) + j\omega L_p} \quad (7-3)$$

Die Auswirkung beider Faktoren auf die Ausgangsspannung des Sensors kann analytisch unter Verwendung von (4-77) beschrieben werden. Dabei wird wiederum nur das Grundwellenpaar für die Modellbildung herangezogen:

$$\underline{U}_{ind,1}(T) = \underline{U}_{ind,1}(T_0) \cdot \frac{\underline{I}_p(T)}{I_p(T_0)} \cdot \frac{r_1(T)}{r_1(T_0)} \cdot \left(\frac{1 + jr_1(T_0)}{1 + jr_1(T)} \right)^{\frac{3}{2}} \quad (7-4)$$

In der Auswerteelektronik wird die in der Messwicklung induzierte Spannung synchron gleichgerichtet. Das Steuersignal für den Synchrongleichrichter sei für die Temperatur T_0 optimiert, es ist somit in Phase mit der induzierten Spannung. Bei abweichenden Temperaturen ergibt sich eine Phasenverschiebung zwischen dem Steuersignal und der Sensorspannung, die zu einer reduzierten Spannung am Ausgang des Synchrongleichrichters führt:

$$u_{GL}(T) = \frac{2}{\pi} \cdot |\underline{U}_{ind,1}(T)| \cdot \cos(\Delta\varphi_{Sync-GR}(T)) \quad (7-5)$$

Weitere mögliche Fehlerquellen im Sensor, wie die Temperaturabhängigkeit der mechanischen Abmessungen, insbesondere des Luftspaltes zwischen Rotor und Stator, sind nur schwer analytisch bestimmbar. Sie wurden für den Vergleich der Rechnung mit der Messung des Temperaturverhaltens des Sensors vernachlässigt. Für die Messung wurde die Auswertelektronik auf konstanter Temperatur gehalten, um ihre Fehlereinflüsse zu eliminieren.

Einige wichtige Parameter und Ergebnisse für die Messung im Temperaturschrank fasst Tab. 7-1 für den Prototyp II zusammen.

Tab. 7-1: Bestimmung der Temperaturabhängigkeit für den Sensor Prototyp II

Parameter	Wert:	Bemerkung:
Rotor	$d_a = 22,2 \text{ mm}$	Material Messing
Temperaturkoeffizient der elektr. Leitfähigkeit des Rotors α_R	$\alpha_R \approx 0,004 \cdot \text{K}^{-1}$	Messung Ms58, Cu und Al ähnlich
Erregerfrequenz	$\omega = 2\pi \cdot 9766 \text{ Hz}$	
Konstante Drehzahl für die Messung	$5000 \text{ } ^1/\text{min}$	Regelung auf Resolver
Temperaturbereich für die Messung	$-30^\circ\text{C} \dots 120^\circ\text{C}$	Messung am Stator über K-Typ Thermoelemente
Variation σ im Temperaturbereich	$+25\% \dots -30\%$	Bezogen auf $T_0 = 20^\circ\text{C}$
Abweichung $\Delta N/N_0$ im Temp.-Bereich	$+1\% \dots -5\%$	Bezogen auf $T_0 = 20^\circ\text{C}$
Temperaturkoeffizient der Ausgangsspannung $\Delta N/N_0$	$< 0,5 \cdot 10^{-3} \cdot \text{K}^{-1}$	

Abb. 7-1 auf der folgenden Seite zeigt die Temperaturabhängigkeit des Wirbelstromdrehzahlsensors. Dargestellt ist in Kurve a) die Abweichung zwischen gemessener und tatsächlicher Drehzahl bezogen auf die Referenzdrehzahl bei der Messung. Die Rechnung, Kurve b), nach (7-5) stimmt oberhalb $T = 0^\circ\text{C}$ gut mit der Messung überein. Die Temperaturabhängigkeit ist wesentlich geringer als aufgrund der Änderung der elektrischen Leitfähigkeit im Rotor zu erwarten ist. Ursächlich hierfür ist der Betrieb des Sensors oberhalb seiner Grenzfrequenz. Die Produktterme aus (7-4) mit der Reynoldszahl r_l kompensieren einander zum großen Teil.

Es verbleiben die Restfehler durch den mit zunehmender Temperatur geringer werdenden Erregerstrom und durch den Phasenfehler im Synchrongleichrichter.

Durch eine Speisung mit Stromeinprägung oder die getrennte Messung des Erregerstroms kann dessen Einfluss auf die Ausgangsspannung eliminiert werden. Der optimale Phasenwinkel für den Synchrongleichrichter muss in Abhängigkeit der Temperatur angepasst werden. Eine mögliche Strategie hierfür ist die Verwendung des gemessenen Erregerstroms als Führungsgröße. Nach der Kompensation der beiden Restfehler reduziert sich die Temperaturabhängigkeit auf den in Kurve c) dargestellten Verlauf.

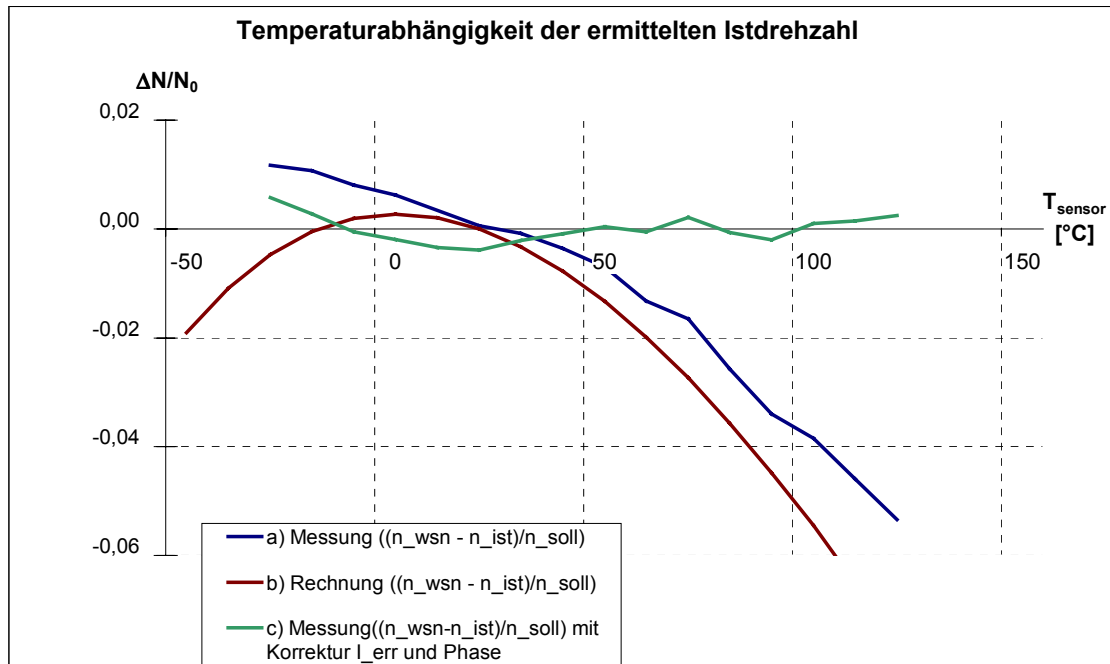


Abb. 7-1: Temperaturabhängigkeit der Ausgangsspannung des Prototyps II mit Rotor aus Messing bei $n = 5000 \frac{1}{\text{min}}$, Messung und Rechnung

7.3 Einkopplung von Störungen in den Sensor und in die Auswerteelektronik

Die Qualität des Drehzahlwertes vom Wirbelstromdrehzahlsensor wird zum einen durch die verfügbare Signalbandbreite und zum anderen durch den Abstand zwischen dem Nutzsignal und den überlagerten Störungen bestimmt. Während die Signalbandbreite durch wenige Faktoren, wie die Rotorzeitkonstante des Sensors und die Filter in der Signalauswertung bestimmt wird, finden sich vielfältige Koppelmechanismen für elektrische Störungen gerade im unmittelbaren Umfeld von Umrichtern. Einige wesentliche Störeffekte, die im

Zuge der Inbetriebnahme der Prototypen auftraten, werden daher mit den möglichen Maßnahmen zu ihrer Vermeidung vorgestellt:

Die getaktete Leistungsendstufe des Servoumrichters erzeugt hochfrequente Ableitströme großer Amplitude zwischen den Motorphasen und dem Motorgehäuse. Es kommt zu hochfrequenten Potentialdifferenzen auf dem Schutzleiter, die als Gleichtaktstörung zwischen dem Motorgehäuse und dem Bezugspotential der Auswerteelektronik wirksam werden. Diese Störungen koppeln kapazitiv auf die Wicklungen des Sensors (gemessen: $C_K \approx 25 \text{ pF}$). Eine wirkungsvolle Maßnahme gegen diese Art der Störungen ist die Symmetrierung und galvanische Trennung des Messsignals mit Hilfe eines Signalübertragers, wie bereits in Abb. 5-3 vorgestellt. Im Vergleich zu Eingangsschaltungen mit einem Instrumentenverstärker hoher Bandbreite und begrenztem Gleichtaktbereich ist der Signalübertrager insbesondere bei großen Störamplituden überlegen.

Der Sensor erwies sich als robust gegenüber störenden Magnetfeldern. Im Rahmen der Signalauflösung konnte weder eine Beeinflussung durch die Stator- und Rotorstreuung des Motors noch eine Störung durch das Erdmagnetfeld festgestellt werden.

Das Streufeld eines Resolvers, der mit einer asynchronen Erregerfrequenz von $f_0 \approx 10 \text{ kHz}$ gespeist wird und unmittelbar neben dem Drehzahlsensor angeordnet ist, führt zu einer Störung niedriger Frequenz mit $n_{st} = \pm 20 \text{ }^1/\text{min}$. Der Fehler lässt sich durch ein Stahlblech der Dicke $d = 0,8 \text{ mm}$ zwischen den Sensoren deutlich reduzieren. Eine andere Lösung ist die Änderung der Erregerfrequenz des Resolvers auf $f_0 \approx 5 \text{ kHz}$. Die Ursache dieser Empfindlichkeit ist in der Signalauswertung zu suchen.

Aus Aufwands- und Kostengründen wird für die Synchrongleichrichtung des Sensorsignals in der Auswerteelektronik ein geschalteter Gleichrichter verwendet. Dies führt in Kombination mit dem Filter im $\Sigma\Delta$ -ADU zu einer Kammstruktur des Passbandes, wie Abb. 7-2 auf der folgenden Seite zeigt. Aufgrund der gewünschten großen Bandbreite des Filters ω_{gr} ergeben sich breite Durchlassbereiche, in denen Störungen nicht unterdrückt werden.

Der Synchrongleichrichter der Auswerteelektronik mischt die Signalanteile, die vom Resolver in die Messwicklung des Wirbelstromdrehzahlsensors gekoppelt

werden, auf die Differenzfrequenz beider Träger herunter. Diese Frequenz liegt bei fast gleichen Trägerfrequenzen im Passband des Dezimierungsfilters. Durch die auf $f_0 \approx 5$ kHz geänderte Erregerfrequenz des Resolvers werden diese Signalanteile ins Stopband verschoben.

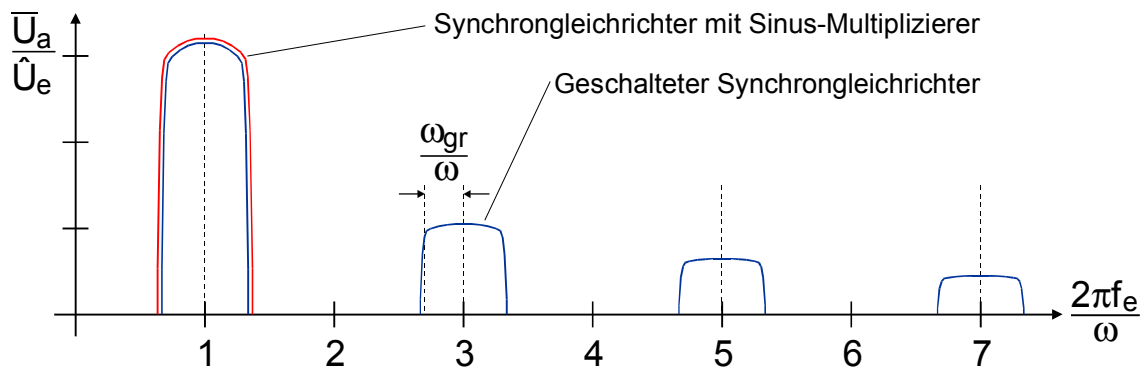


Abb. 7-2: Prinzipdarstellung der Filtercharakteristik des Synchrongleichrichters

Das Streufeld eines mit ca. 90 kHz getakteten DCDC-Wandlers im Antriebsregler koppelte in geringer, aber messbarer Größenordnung in den Signalübertrager für das Messsignal ein. Auch dieses Störsignal lag nach der Synchrongleichrichtung im Passband des Filters. Abhilfe schaffte hier eine Schirmung des Signalübertragers.

Aufgrund der beschriebenen Probleme mit dem geschalteten Synchrongleichrichter bieten sich für eine zukünftige Realisierung der Auswerteelektronik zwei alternative Verfahren an:

- a) Die Verwendung eines Synchrongleichrichters mit einem sinusförmigen Steuersignal, ausgeführt zum Beispiel als Analogmultiplizierer oder multiplizierender DAU.
- b) Die direkte Abtastung im $\Sigma\Delta$ -ADU und die anschließende Verrechnung der Ausgangsdaten mit Vorzeichen in der Betriebssoftware des Reglers. Dies erfordert allerdings gegenüber der gewählten Implementierung einen ADU mit höherer Signalbandbreite.

Wegen des großen geforderten Drehzahlbereiches von $1 : 10^5$ werden in der Auswerteelektronik Signalspannungen im Bereich von $U_a < 10 \mu\text{V}$ verarbeitet. Rauschquellen, wie die Referenzspannung und das Eigenrauschen der Signalverstärker müssen daher im Schaltungsdesign ebenfalls berücksichtigt werden.

8 Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit behandelt die direkte Drehzahlmessung an Servoantrieben auf der Basis eines neuen Wirbelstromdrehzahlsensors mit Wechselfelderregung. Dieser Sensor ermöglicht in Kombination mit einer entsprechenden Auswerteelektronik die breitbandige Erfassung der Winkelgeschwindigkeit mit einem Dynamikbereich von bis zu 100 dB.

Zunächst wird der Stand der Technik für die Regelung und für die Winkel- und Drehzahlerfassung in Servoantrieben beschrieben. Der Vergleich der Gebersysteme zeigt, dass ein mechanisch robuster Sensor für die hochauflösende Erfassung der Drehzahl in einem weiten Drehzahlbereich fehlt.

Die Asynchronmaschine mit massivem Läufer ist äußerst robust. In der Ausführung als zweiphasiger Ferraris-Generator bietet sie prinzipiell die Voraussetzungen, um diese Lücke zu schließen. Aufgrund des magnetischen Rückschlusses im Rotor besitzen die bekannten Bauformen eine große Rotorzeitkonstante. Sie sind daher für die Erfassung schneller Bewegungsvorgänge nicht geeignet. Im Gegensatz hierzu ist der in dieser Arbeit betrachtete Wirbelstromdrehzahlsensor mit einem massiven ringförmigen Rotor ohne den magnetischen Rückschluss ausgeführt. In Verbindung mit der zweiphasigen Wicklung hoher Polpaarzahl wird eine hohe Grenzfrequenz erreicht.

Auf der Basis des Modells eines in axialer Richtung unendlich langen Sensors erfolgt eine analytische zweidimensionale Feldberechnung. Die Rechnung berücksichtigt den Skin-Effekt im Rotor und neben der Grundwelle auch die Oberwellen des Luftspaltfeldes. Sie ermöglicht die Bestimmung der Ausgangsspannung des Sensors, des Amplituden- und Phasengangs in Abhängigkeit der Erregerfrequenz sowie der Verlustleistung und der mechanischen Rückwirkung des Sensors auf die Welle. Bereits die Betrachtung des Grundwellenpaares beschreibt das Sensorverhalten sehr gut. Die Rotorzeitkonstante kann direkt aus der Reynoldszahl bestimmt werden. Die Drehzahlkennlinie wird über die Wahl der Erregerfrequenz beeinflusst. Verläuft die Drehzahlkennlinie bei niedrigen Erregerfrequenzen noch degressiv, so zeigt sie bei Erregerfrequenzen oberhalb der Grenzfrequenz ein progressives Verhalten.

Die begrenzte axiale Länge der zwei praktisch ausgeführten Prototypen wird in der Berechnung durch eine modifizierte Eisenlänge, eine reduzierte elektrische Leitfähigkeit und einen Korrekturfaktor für die Amplitude des Strombelags berücksichtigt. Aufgrund des fehlenden magnetischen Rückschlusses dominiert die Streuung das Sensorverhalten. Das Ersatzschaltbild kann daher sehr stark vereinfacht werden.

Die Messungen an einem 8poligen und einem 12poligen Prototyp zeigen eine gute Übereinstimmung der Drehzahlkennlinie und der Grenzfrequenz des Sensors mit den zuvor berechneten Daten.

Für reale Messungen an einem Servoantrieb unter industriellen Bedingungen wird eine hochauflösende Auswerteelektronik auf der Basis von $\Sigma\Delta$ -ADUs konzipiert. Sie erlaubt die zusätzliche Einbindung des Signals vom Wirbelstromdrehzahlsensor in den Drehzahlregelkreis des digitalen Antriebsreglers.

In Verbindung mit einem Resolverantrieb wird der Rundlauf einer permanent erregten Synchronmaschine deutlich verbessert. Auch die Verstärkung im Drehzahlregelkreis kann erhöht werden. In Vergleichsmessungen mit einem hochauflösenden optischen Inkrementalgeber zeigt der WS-Sensor Vorteile bei der Drehzahlaufösung. Beide Systeme besitzen in etwa die gleiche Bandbreite.

Eine kurze Betrachtung verschiedener Fehlerquellen, wie der mechanischen Toleranzen, der Temperaturdrift des Ausgangssignals und der möglichen Störeinkopplungen schließt die Arbeit ab. Durch den Einsatz eines Analogmultiplizierers anstelle eines geschalteten Synchrongleichrichters in der Auswerteelektronik kann die Störfestigkeit und damit auch der mögliche Dynamikbereich weiter erhöht werden. Die Temperaturabhängigkeit der Ausgangsspannung ist wesentlich geringer, als zunächst erwartet. Ursächlich hierfür ist der Betrieb des Sensors mit Erregerfrequenzen oberhalb der Grenzfrequenz. Durch die zusätzliche Messung des Erregerstroms lässt sich die Temperaturabhängigkeit nahezu vollständig kompensieren.

Durch eine Verringerung der Polteilung und breitere Nuten im Stator kann der Wirbelstromsensor zukünftig weiter verbessert werden. Die Ausgangsspannung wird bei gleicher Drehzahl erhöht, die Rotorzeitkonstante reduziert.

Der Sensor wurde in Deutschland zum Patent angemeldet.

Literaturverzeichnis

- [ANA-01] o.V.: *Analog-Tachos (DC-Tachos, Tachodynamos)*. Informationen für den Anwender, Berlin: HÜBNER Elektromaschinen AG, 2001
- [AUE-93] Auer, A., Reis, W.: *PLD-Programmierung mit PALASM*. 1. Aufl. Heidelberg: Hüthig Buch Verlag, 1993.
- [BEN-90] Benkowski, G.: *Induktionserwärmung: Härten, Glühen, Schmelzen, Löten, Schweißen*. 5. Aufl. Berlin: Verlag Technik GmbH Berlin, 1990.
- [BEY-90] Beyer, W.: *Industrielle Winkelmeßtechnik*. Böblingen: expert-Verlag, 1990.
- [BIN-60] Binggeli, J.L.: *Tachometereinrichtung*. Deutsches Patent, Nr. DBP 1 087 383, 1960, für Contraves AG, Zürich.
- [BOC-96] Bock, U.: *Das dynamische Betriebsverhalten der Drehstrom-Asynchronmaschine mit ungenutztem, ferromagnetischem Massivläufer und Cu-Endringen*. Diss. Universität-Gesamthochschule Siegen, 1996
- [BRO-85] Bronstein, I. N.; Semendjajew, K. A.: *Taschenbuch der Mathematik*. 22. Aufl., Thun und Frankfurt / Main: Verlag Harri Deutsch, 1985
- [BUD-58] Budnick, G.: *Das Messen von Geschwindigkeiten an Werkzeugmaschinen mit Hilfe elektrischer Verfahren*. In: VDI-Forschungsheft 470, Ausgabe B, Bd. 24, Düsseldorf: VDI-Verlag 1958.
- [BUR-00] o.V.: *Resolution_{PLUS} 24-Bit, 40kHz Analog-to-Digital-Converter*. Publikation PDS-1550, Burr-Brown-Corporation, 2000
- [DDC-99] o.V.: *16-Bit Monolithic Tracking Resolver-to-Digital Converter RD19230*. Datenblatt, Rev.A, Data Device-Corporation, 1999
- [DIG-97] o.V.: *Digitale Messsysteme*. Applikationsschrift, SONY, Fellbach, Rev.12/97
- [DIG-00] o.V.: *Digital-Tachos, Sinus-Tachos*. Informationen für den Anwender, Berlin: HÜBNER Elektromaschinen AG, 2000
- [DRE-00] o.V.: *Drehgeber*. Traunreuth: Dr. Johannes HEIDENHAIN GmbH, Dok.Nr. 349 529-11, 4/2000.
- [EIN-97] o.V.: *Einbauimpulsgeber zur Weg- Winkel und Drehzahlmessung*. Applikationsschrift, Lenard+Bauer, Oberhausen, 01/1997
- [EME-59] Emerson, J.F.: *Tachometergenerator*. Deutsches Patent, Nr. DBP 1 064 739, 1995, für Kearfott Company, Inc., Clifton, N.J.
- [FIS-89] Fischer, R.: *Elektrische Maschinen*. 7. Aufl., München, Wien: Hanser-Verlag, 1989

- [FÖL-82] Föllinger, O.: *Lineare Abtastsysteme*. 2. Aufl., München: R. Oldenbourg Verlag, 1982
- [GAN-60] Gann, F.: *Elektrodynamischer Drehbeschleunigungsmesser*. Diss. Technische Hochschule Stuttgart, 1960.
- [GOT-93] Gottkehaskamp, R.: *Nichtlineare Berechnung von Asynchronmaschinen mit massiveisernem Rotor und zusätzlichem Käfig im transienten Zustand mittels Finiter Differenzen und Zeitschrittrechnung*. In: Fortschrittsberichte VDI, Reihe 21, Nr. 131, Düsseldorf: VDI-Verlag 1993.
- [GRI-41] Grimm, O.: *Tachometermaschine*. Deutsches Patent, Nr. DRP 870 919, 1941, bekanntgemacht 1953, für Allgemeine Electricitäts-Gesellschaft, Berlin-Grünwald
- [GUT-70] Gutknecht, W.: Ein neues Verfahren zur empfindlichen Messung schnell veränderlicher Winkelgeschwindigkeiten. In: VDI-Berichte. Nr. 144 (1970), S.91...94
- [HAG-95] Hagel, R.: *Ein neues Verfahren zur Berechnung dreidimensionaler kreiszylindrischer Wirbelstromprobleme*. Diss. Universität Erlangen-Nürnberg, 1995.
- [HAR-74] Harris, Geoffrey John, Purton, Wiltshire: *Meßwertwandler*. Deutsches Patent, Nr. DT 2 425 872, 1974, für Square D Co., Park Ridge, Ill.
- [HAR-85] Hartz, G.: *Numerische Berechnung der Felder, Wirbelströme und Kräfte in einer linearen Wirbelstrombremse mit magnetischer Reaktionsschiene*. Diss. Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, 1985.
- [HEN-94] Henke, T.: „Spurenauswertung“ mit Spezial-Chip. In: Elektronik, H. 1, 1994, S. 24...31
- [HIT-95] o.V.: *SH7032/7034 Series Hardware Manual*. Publikation M27T005A, Hitachi America Ltd., 1995
- [HÖL-68] Hölscher, E.: *Drehmelder-Systeme, Anwendung und Berechnung*. München: R. Oldenbourg, 1968.
- [HÜB-93] Hübner, K.D.; Mosebach, H., Weh, H.: *Ein Beitrag zur Berechnung des Luftspaltfeldes von asynchronen Linearmotoren*. In: ETZ-A. Bd. 93 (1972) H.11, S. 644...646.
- [HÜB-01] o.V.: *HÜBNER Drehbeschleunigungs-Sensor ACC9, ACC93 ACC70 – Vorab Datenblatt*. Berlin: Hübner Elektromaschinen AG
- [ICH-85] Ichikawa, W.; Matsuki, Y.; Maruyama, T.: *Rotational position detection device*. Europäisches Patent, Nr. EP 0 182 322, 1985, für Kabushiki Kaisha S.G., Kokubunji-shi Tokyo-To (JP)
- [INT-96] o.V.: *Interpolatorschaltkreis MIP200 für analoge Drehgeber*. Erfurt: Mikroelektronik Anwendungszentrum Thüringen, Dok.Nr. 5/96/22.
- [KAR-86] Karcher, M.: *Der Resolver/Digital-Wandler und seine Anwendungen*. Informationsschrift mit einer Zusammenstellung verschiedener Fachartikel der Firma Analog-Devices, 1986

- [KEM-91] Kempkes, J.: *Verbesserungsmöglichkeiten und Bewertung der Rundlaufeigenschaften von permanenterregten Synchronservomotoren*. Diss. Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, 1991.
- [KIE-94] Kiel, E.: *Anwendungsspezifische Schaltkreise in der Drehstrom-Antriebstechnik*. Diss. Technische Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig, 1994.
- [KIR-99] Kirchberger, R.; Hiller, B.: *Oversamplingverfahren zur Verbesserung der Erfassung von Lage und Drehzahl an elektrischen Antrieben mit inkrementellen Gebersystemen*. In: Tagungsband zur SPS/IPC/Drives (1999), S. 598...605.
- [KOC-61] Koch, H.: *Theorie und Berechnung von Ferrarismotoren mit unmagnetischen, zylindrischen Läufern in Mantel- und Glockenform*. Diss. Technische Hochschule Hannover, 1961.
- [KOC-96] Koch, M.: *Entwicklung einer Auswertelektronik für hochauflösende analoge Drehgeber*. Diplomarbeit. Fachhochschule Braunschweig-Wolfenbüttel, Inst. f. Automatisierungstechnik und Robotik, 1996.
- [KOH-95] Kohler, A.: *Induktive Sensoren – Möglichkeiten der analytischen Diskriminierung von Metallen*. Diss. Technische Universität Ilmenau, 1995.
- [KUC-87] Kuchling, H.: *Physik*. 18. Aufl., Leipzig: VEB Fachbuchverlag, 1987
- [KÜP-93] Küpfmüller, K.; Kohn, G.: *Theoretische Elektrotechnik und Elektronik*. 14. Aufl., Berlin-Heidelberg: Springer-Verlag, 1993
- [LAU-85] Lautz, G.: *Elektromagnetische Felder*. 3. Aufl., Stuttgart: B. G. Teubner Verlag, 1985
- [LEE-88] Lee, M.E.; Hariharan, S.I.; Ida, N.: *Solving Time-Dependent Two-Dimensional Eddy Current Problems*. In: NASA Technical Memorandum 100875, ICOMP-88-10, 1988
- [LEO-00] Leonhard, W.: *Regelung elektrischer Antriebe*. Berlin Heidelberg New York: Springer Verlag, 2000
- [LEO-89] Leonhard, W.: *Digitale Signalverarbeitung in der Meß- und Regelungstechnik*. Stuttgart: B. G. Teubner Verlag, 1989
- [LEO-87] Leonhard, W.: *Einführung in die Regelungstechnik*. 4. Aufl., Braunschweig / Wiesbaden: Friedr. Vieweg & Sohn., 1987
- [LET-86] Letas, H.-H.: *Mikrorechner geregelter Synchronstellantrieb*. Diss. Technische Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig, 1986.
- [LEY-94] Leymann, H.: *Ein Beitrag zur Erhöhung der Empfindlichkeit und Störsicherheit von Wirbelstromsensordsystemen zur Merkmalerkennung auf der Basis von magnetoresistiven Bauelementen*. Diss. TU Chemnitz-Zwickau, 1994.
- [MAC-00] o.V.: *MACH 4 CPLD Family – High Performance E²CMOS In-System Programmable Logic*. Publikation #17466, LATTICE Sem.Corp., 2000

- [MET-01] div. V.: *ARS-310/5 – Produkthandbuch, CANOpen-Handbuch, Erstinbetriebnahmehandbuch*. Braunschweig: Metronix Messgeräte und Elektronik GmbH, 2001
- [MOC-93] Moczala, H.: *Elektrische Kleinmotoren – Wirkungsweise, Bauformen, Eigenschaften – Hinweise für den Einsatz*. In: Kontakt & Studium, Bd. 228, Technische Akademie Esslingen, Weiterbildungszentrum, expert Verlag.
- [MOS-95] Mosebach, H.: *Elektromechanische Energieumwandlung I* Vorlesungsmitschrift, Technische Universität Braunschweig: Institut für elektrische Maschinen, Antriebe und Bahnen, 1995
- [MOS-98] Mosebach, H.; Canders, W.-R.: *Average Thrust of Permanent Magnet Excited Linear Synchronous Motors for Different Stator Current Waveforms*. Technische Universität Braunschweig: Institut für elektrische Maschinen, Antriebe und Bahnen.
- [NIE-00] Niebel, M.: *Resolvertauswertung mit hoher Auflösung für Synchronmotoren*. Diplomarbeit. Fachhochschule Braunschweig-Wolfenbüttel, IFEA, 2000.
- [NÜR-63] Nürnberg, W.: *Die Asynchronmaschine*. 2. Aufl., Berlin / Göttingen / Heidelberg: Springer Verlag, 1963
- [ORL-87] Orlik, B.: *Zum Betriebsverhalten mikrorechner geregelter und pulswechselrichter gespeister Synchronmaschinen mit Permanenterregung*. Diss. Technische Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig, 1987.
- [PAR-OJ] Park, S.: *Principles of Sigma-Delta Modulation for Analog-to-Digital Converters*. MOTOROLA Strategic Applications / Dep. Digital Signal Processor Operation.
- [PIE-91] Piechottka, U.: *Präziser Geschwindigkeits- und Drehzahl-Controller*. In: Elektronik, H. 24, 1991, S.124...131.
- [PHI-92] Philippow, E.: *Grundlagen der Elektrotechnik*. 9. Aufl., Berlin-München: Verlag Technik, 1992
- [POL-95] Polak, P.: *Drehgeber oder Resolver ?* In: Elektronik, H. 25, 1995, S.60...64.
- [PRC-90] Prchlik, V.: *Drehgeber – je genauer, je besser*. In: und-oder-nor + Steuerungstechnik, H. 9, 1990, S.60...61.
- [PRE-90] Prenner, H.: *Analytische Berechnung des in ferromagnetischen Scheiben von einem drehenden Strombelag erzeugten Feldes*. Diss. Technische Universität München, 1990
- [PRI-98] Pritschow, G.; Hiller, B.: *Relativbeschleunigungssensor zur verbesserten Regelung von elektromechanischen Antriebssystemen*. In: Tagungsband zur SPS/IPC/Drives (1998), S. 644...653.
- [REI-93] Reimer, J.: *Digitale Regelung für Drehfeldmaschinen* In: Design & Elektronik, H.8 (1993), S. 37...40.

- [REM-00] Rempfer, A.; Hiller, B.: *Neues digitales Auswerteverfahren für Resolver*. In: Tagungsband zur SPS/IPC/Drives (2000), S. 868...877.
- [RES-99] o.V.: *Low-Cost, 12 Bit Resolver-to-Digital Converter AD2S90*. Datenblatt Rev. D der Firma Analog Devices – Norwood, 1999
- [RES-00] o.V.: *Resolver*. Unterföhring: LTN Servotechnik GmbH, 2000
- [REU-89] Reuss, H.-Chr.: *Mikrorechner für die vollständig digitale Regelung von Permanentmagnet-Synchronservomotoren*. Diss. Technische Universität Berlin, 1989.
- [RIE-77] Riepe, F.: *Die Drehstrom Asynchronmaschine mit Massivläufer: Ihre Theorie und Berechnung unter besonderer Berücksichtigung der Ortskurve des Ständerstromes*. 1. Aufl., Frankfurt/Main: Haag und Herchen, 1977
- [ROH-63] Rohrbach, Chr.: *Das Rotatiometer, ein Gerät zur berührungslosen Messung von Drehzahlen und Drehschwingungen mittels tonfrequenter Wechselströme*. In: VDI-Zeitschrift Bd. 105 (1963), Nr.12, S. 495...502
- [SCHI-88] Schirmer, M.: *Transfer Function of Resolver-digital-Converters*. Application-Note der Firma Analog Devices – Memory-Devices-Division, 1988
- [SCHU-93] Schumacher, W., Kiel, E.: *Elektrische Antriebe in den neunziger Jahren*. In: Elektronik, H.7 (1993), S. 94...98
- [SER-99] o.V.: *Servo Antriebe (Katalog)*. Walluf: ENGEL Servo-Antriebe GmbH, 1999
- [SLA-01] Slatter, R.: *Hochdynamische Hohlwellenantriebe für Positionieranwendungen*. In: Antriebstechnik, H.11 (2001), S. 34...37
- [SPR-94] Springlob, L.: *Synchron-Servoantrieb mit hoher Rundlaufgüte und Selbstinbetriebnahmefunktion*. Diss. Universität Wuppertal, 1994.
- [SOB-85] Sobota, J.: *Drehbeschleunigungsmessungen an Antrieben*. Diss. Technische Hochschule Aachen, 1985
- [STE-94] Stern, M., Maßhardt, H.-P.: *Servoantriebe im Umbruch*. In: Elektronik, H.21 (1994), S. 58...66, H.22 (1994), S. 96...106.
- [STE-97] Steppuhn, T.: *Entwicklung einer hochauflösenden Auswertelektronik für Resolver*. Diplomarbeit. Fachhochschule Braunschweig-Wolfenbüttel, IFEA, 1997.
- [TAB-94] o. V.: *Tabellenbuch Elektrotechnik*. 15. Aufl., Haan-Gruiten: Verlag Europa Lehrmittel, 1994
- [TAE-71] Taegen, F.: *Einführung in die Theorie der elektrischen Maschinen II*. Bd. 2, 1. Aufl., Braunschweig: Friedrich Vieweg + Sohn, 1971
- [TIE-90] Tietze, U.; Schenk, Ch.: *Halbleiter-Schaltungstechnik*. 9. Aufl., Berlin-Heidelberg: Springer-Verlag, 1990

- [TRE-71a] Trenkler, G.: *Die elektrische Messung von Drehzahl und Winkelgeschwindigkeit*. Bad Wörishofen: Verlag Erwin Geyer, 1971
- [TRE-71b] Trenkler, G.: *Wirbelstromgeschwindigkeitsmesser mit Gleichfelderregung*. Deutsches Patent, Nr. P 1 673 439, 1971.
- [TRE-72] Tenkler, G.: *Aufnahme der Drehmomenten-Drehzahlkennlinien elektrischer Motoren mit einem Wirbelstromdrehzahlmesser*. In: ETZ-A. Bd. 93 (1972) H.4, S. 183...186.
- [UNI-95] o.V.: *Universal LVDT Signal Conditioner AD698*. Application-Note der Firma Analog Devices – Norwood, 1995
- [VAR-92] o.V.: *Variable Resolution, Monolithic Resolver-to-Digital Converter AD2S83*. Datenblatt der Firma Analog Devices – Norwood, Rev.B 1992
- [WAG-77] Wagner, P.: *Wirbelstrom Geschwindigkeitsaufnehmer mit Gleichfelderregung*. Diss. Technische Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig, 1977.
- [WEI-91] Weichert, K.-H.: *Statisches und dynamisches Betriebsverhalten eines zweiphasigen asynchronen Linearmotors nach dem Ferrarisprinzip*. Diss. Technische Universität Berlin, 1991.
- [WEH-89] Weh, H.: *Einführung in die elektromechanische Energieumformung*. Vorlesungsmitschrift, 1989.
- [WIE-93] Wiesemann, G.: *Das Magnetfeld und die elektromagnetische Induktion – Aufgaben mit ausführlichen Lösungen*. 2. Aufl., Mannheim: BI-Hochschultaschenbuch Bd. 779, 1993.
- [WIL-59] Wildermuth, E.: *Der Resolver – ein moderner Analogierechenbaustein*. In: Feinwerktechnik, H.9, 1959
- [WIL-99] Wilhelmy, L.; Domke, R.: *Drehbeschleunigungssensor ermöglicht hochgenaue Drehzahlregelung*. In: Antriebstechnik. (1999) H. 4, S. 122...125.
- [ZIM-21] Zimmermann, W.: *Rechnung und Versuch bei der scheibenförmigen Wirbelstrombremse*. Diss. Technische Hochschule zu Aachen, 1921.
- [ZVEI-01] *Umsatz / Produktion Elektrischer Antriebe – Statistische Daten, StaBuA / ZVEI-FV EA 2001*

Lebenslauf

Name: Jan Reimer

Geboren: am 03.02.1966 in Rendsburg

Familienstand: verheiratet mit Heike Reimer, geb. Griebel, 4 Kinder

Schulbildung:	1972 – 1976	Grundschule Osterrönfeld
	1976 – 1985	Herderschule Rendsburg, Gymnasium
	Juni 1985	Allgemeine Hochschulreife
Wehrdienst:	1985 – 1986	Flensburg – Weiche
Studium:	1986 – 1992	Elektrotechnik an der Technische Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig
	1991	Diplomarbeit mit dem Thema: Digitale Regelung einer permanenterregten Synchronmaschine
	Januar 1992	Abschluss als Dipl. Ing. Elektrotechnik Fachrichtung: Mess- und Regeltechnik
Berufstätigkeit:	seit 1992	Angestellter der Firma Metronix Messgeräte und Elektronik GmbH
	1992 – 1994	Entwicklungsingenieur
	1994 – 1995	Gruppenleiter
	1995 – heute	Leiter der Entwicklung

